Elektronica en Telecommunicatie II

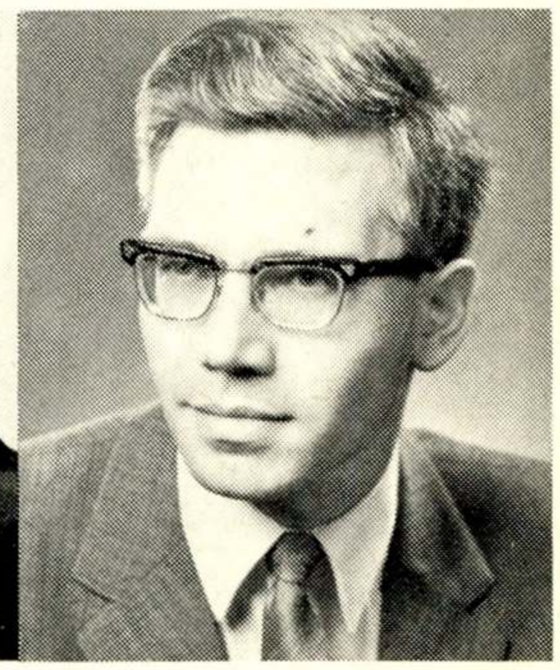
Gemeenschappelijke publikatie van de
Sectie voor Telecommunicatietechniek van het K.I.v.I. en het
Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap.
Redactie-adres: Prinsessegracht 23, Den Haag.

621.372.8.049.75

Integratie van microgolfcircuits

door ir. A. G. van Nie en ir. J. H. C. van Heuven,

Natuurkundig Laboratorium, N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven

Synopsis: *Integration of Microwave Circuits.*
Striplines, in particular microstrip- and slotlines, are usually applied in integrated microwave circuits for the guiding of waves and for the realization of distributed network elements. The most important properties of this kind of transmission lines are discussed and an evaluation of the materials from which they are made is given. Furthermore, some technological processes of making them are dealt with. Finally, the properties of some realized circuits are discussed.

1. Inleiding

In de laatste jaren heeft de vooruitgang van de kennis en de technologie betreffende het vervaardigen van halfgeleiders het mogelijk gemaakt om microgolfsignalen op te wekken, te versterken en te vermenigvuldigen met behulp van halfgeleiderelementen zoals de avalanche-diode, de tunnel-diode, de steprecovery-diode en de Schottky-barrier-diode. Er komen ook steeds meer transistoren, die geschikt zijn voor het microgolfgebied. Een overgang tussen de halfgeleiderelementen en de golfgeleider kan des te beter geconstrueerd worden, d.w.z. met minder reflectie over een bredere band en met lagere verliezen, naarmate de afmetingen van beide beter met elkaar overeenstemmen. De minimale dwarsafmetingen van holle golfgeleiders worden echter bepaald door de vereiste afsnijfrequentie waaronder geen transmissie mogelijk is. Coaxiale golfgeleiders en striplijnen kennen deze beperking niet.

De striplijnen worden bij voorkeur toegepast in combinatie met halfgeleiderelementen. Deze lijnen zijn bovendien door hun planaire structuur relatief klein en licht van gewicht, terwijl ze in grotere hoeveelheden goedkoop te vervaardigen zijn.

In fig. 1 zijn enkele typen striplijnen geschetst. In de *symmetrische striplijn* (a) plant de golf zich voort door middel van de TEM-mode. Dit soort striplijnen is opgebouwd uit een binnengeleider, die door middel van diëlektrisch materiaal gescheiden wordt van twee geleidende grondvlakken. Een nadeel is dat er moeilijk discrete elementen in aangebracht kunnen worden. Bovendien is het constructief niet eenvoudig om het ontstaan van spleten te voorkomen, wat noodzakelijk is bij gebruik van materialen met een hoge diëlektrische constante. Constructief eenvoudiger is de *microstriplijn* (b), waarbij halfgeleiderelementen geplaatst kunnen worden boven op de strip waar het veld minimaal is. Een complementaire striplijn is de *spleetlijn* (c, d), waarin de golf zich voortplant door middel van een mode, die lijkt op de TE_{10}-mode in een holle golfgeleider.

Een microgolfcircuit, dat opgebouwd is uit striplijnen, halfgeleiderelementen en eventueel discrete weerstanden en condensatoren wordt gewoonlijk een *geïntegreerd microgolfcircuit* genoemd. Door een groot aantal elementen op één substraat aan te brengen kan het aantal doorverbindingen aanzienlijk worden verminderd, hetgeen de betrouwbaarheid van de schakeling verhoogt. Door de gunstige eigenschappen van deze schakelingen kunnen ze met voordeel toegepast worden in radarsystemen (*phased arrays*) en telecommunicatiesystemen (*straalverbindingen; televisieconvertors*).

Alvorens enkele geïntegreerde microgolfschakelingen te beschrijven, zullen we eerst de belangrijkste eigenschappen van de striplijnen bespreken, waarna een evaluatie volgt van de materialen, die voor de striplijnen gebruikt kunnen worden. Tevens zullen we enkele technologische werkwijzen voor het vervaardigen van deze circuits beschrijven en enkele algemene aspecten van de integratie van microgolfcircuits behandelen, waarna tenslotte de eigenschappen van gerealiseerde circuits zullen worden besproken.

Samenvatting van twee voordrachten, gehouden voor de leden van de Benelux Sectie van het IEEE en van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap tijdens de 207e werkvergadering van het NERG op 4 februari 1970 te Waalre.

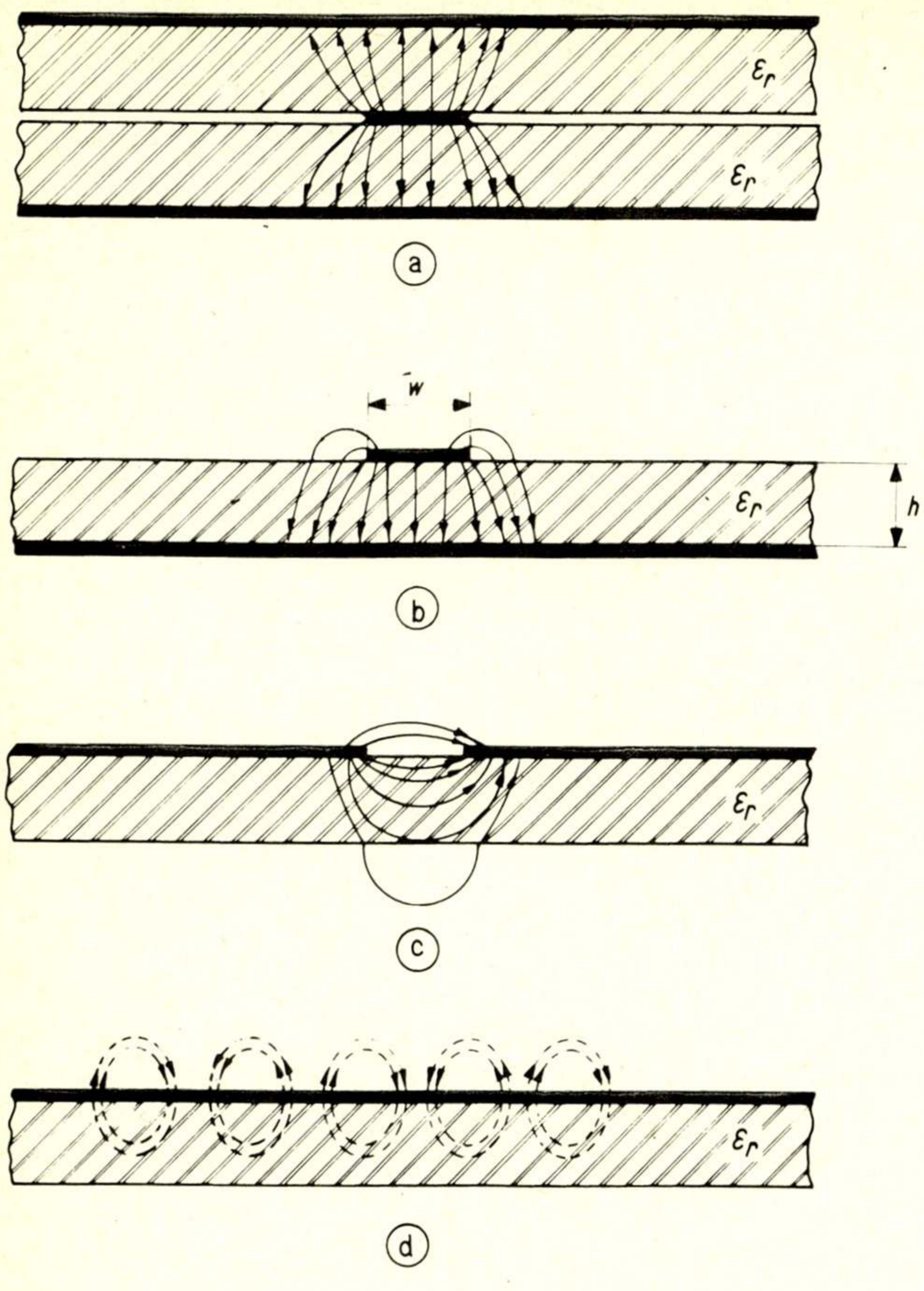


Fig. 1. Enkele typen striplijnen met het veldpatroon.

2. Elektrische eigenschappen van microstriplijnen en spleetlijnen

In microgolfcircuits wordt een deel van de netwerkelementen uit stukken transmissielijn gevormd. Daarom zullen we eerst de eigenschappen van de microstriplijn en de spleetlijn in het kort bespreken.

Een exacte oplossing van de veldvergelijkingen voor de *microstriplijn* is nog niet gevonden. De golfuitbreiding kan echter redelijk benaderd worden door een TEM-golf [1]. Deze benadering geldt wanneer de golfuitbreiding langs de lijn niet verstoord wordt, d.w.z. wanneer de lijn zich in de vrije ruimte bevindt en zich onbeperkt naar beide richtingen uitstrekt. Er kan dan een karakteristieke impedantie gedefinieerd worden. Deze wordt beschreven door:

$$Z_c = Z_o \cdot \sqrt{\frac{\mu_{eff}}{\varepsilon_{eff}}}$$

waarbij ε_{eff} en μ_{eff} niet alleen afhankelijk zijn van de diëlektrische (ε_r) en magnetische (μ_r) eigenschappen van het dragermateriaal, maar tevens van de geometrie van de lijn. Z_o is de lijnimpedantie wanneer geldt $\varepsilon_r = \mu_r = 1$. In fig. 2 is voor verschillende waarden van ε_r de relatie tussen Z_c en de stripbreedte w en de substraatdikte h weergegeven, die volgt uit de berekeningen. Eveneens is de waarde van ε_{eff} tegen de vormfactor $\frac{w}{h}$ uitgezet.

Enerzijds wordt bij de aangegeven waarden van ε_r een limiet gesteld aan de *laagst* realiseerbare impedantie doordat de breedte van de lijn in de orde van de golflengte komt, waardoor ongewenste effecten ontstaan. Anderzijds kan ook voor de *hoogste* realiseerbare impedantie een grens worden aangegeven, waar de lijn te dun wordt om voldoende reproduceerbaar te kunnen worden gemaakt. De demping van de lijnen blijkt dan sterk toe te nemen; deze demping wordt veroorzaakt door verliezen zowel in het diëlektricum als in de geleiders. Aan de hand van berekeningen van *Pucell* e.a. zijn een aantal grafieken uitgezet in fig. 3 [2]. Uit deze berekeningen blijkt dat voor diëlektrica met een verliesfactor $< 10^{-4}$, zoals bij kwartsglas ($\varepsilon_r = 3{,}78$) en aluminiumoxyde ($\varepsilon_r = 9{,}7$), de diëlektrische verliezen kunnen worden verwaarloosd. De geleidingsverliezen per golflengte nemen dan ongeveer evenredig met de wortel uit de frequentie af. Ter vergelijking is eveneens de demping van teflon-glas substraten ($\varepsilon_r = 2{,}6$) uitgezet. De verliesfactor voor teflon-glas, ongeveer 10^{-3}, wordt bij hoge frequenties bepalend voor de demping. In het aangegeven geval is de dikte van dit materiaal 1,6 mm, terwijl de beide andere substraten slechts 0,5 mm dik zijn. Dit verklaart het verschil in de absolute waarde van de demping. De invloed van de substraatdikte op de demping. De invloed van de substraatdikte op de demping wordt in de tweede grafiek van fig. 3 getoond voor kwartsglas-substraten. Bij dikkere substraten worden de geleidingsverliezen in de lijnen lager, omdat de lijnen bij gelijke lijnimpedantie breder worden. Om dezelfde reden nemen de verliezen af bij diëlektrica met lagere ε_r; dit effect is duidelijker merkbaar naarmate de lijnimpedantie toeneemt. Uit deze overwegingen zou de conclusie moeten worden getrokken, dat de demping van microstriplijnen afneemt met afnemende ε_r en toenemende substraatdikte. Bij lagere frequenties wordt dit berekende gedrag inderdaad gevonden; boven 10 GHz worden echter belangrijke afwijkingen gemeten.

De demping en de ε_{eff} van microstriplijnen zijn gemeten met behulp van lijnstukken in resonantie. De aankoppeling is gemaakt aan de uiteinden van de lijnstukken, die open gelaten zijn, zodat de transmissie-eigenschappen van de resonator gemeten kunnen worden. Een voorbeeld van een dergelijke resonator is in fig. 4 afgebeeld. De verstorende eindeffecten zijn berekend door een aantal resonatoren met verschillende lengte op dezelfde frequentie te meten. Hieruit kan men de demping en de ε_{eff} van een niet-verstoorde lijn door berekening bepalen [3].

Uit de metingen blijkt dat, naarmate de ε_r-waarde lager is, de demping per golflengte met de frequentie minder afneemt dan mocht worden verwacht. Boven 10 GHz neemt de demping in enkele gevallen zelfs weer toe. Ook blijkt uit de metingen dat de lijnen dispersie vertonen, vooral bij de diëlektrica met een hoge diëlektrische constante. Voor aluminiumoxyde wordt bij 10 GHz een waarde van ε_{eff} gevonden, die ongeveer 15% hoger is dan uit de berekeningen volgt; bij kwartsglas is dit verschil minder dan 3% [3, 4]. De verschillen tussen de uitkomsten van de berekeningen en die van de metingen zijn het gevolg van het benaderen van het veld door een TEM-mode. De afwijkingen zijn afhankelijk van de waarden van ε_r, w en h.

De *spleetlijn* vertoont een geheel ander veldpatroon. Bij materialen met een voldoend hoge diëlektrische constante ($\varepsilon_r \geqslant 10$) zal het veld zich concentreren rond de spleet. De veldverdeling kan niet benaderd worden door een TEM-mode, maar door een TE-mode. Hierdoor wordt het definiëren van een lijnimpedantie nogal willekeurig en derhalve minder zinvol. De spleetlijn vertoont duidelijk dispersie. Anders dan bij de voortplanting in golfpijpen is er geen zogenoemde 'afsnijfrequentie' als grens

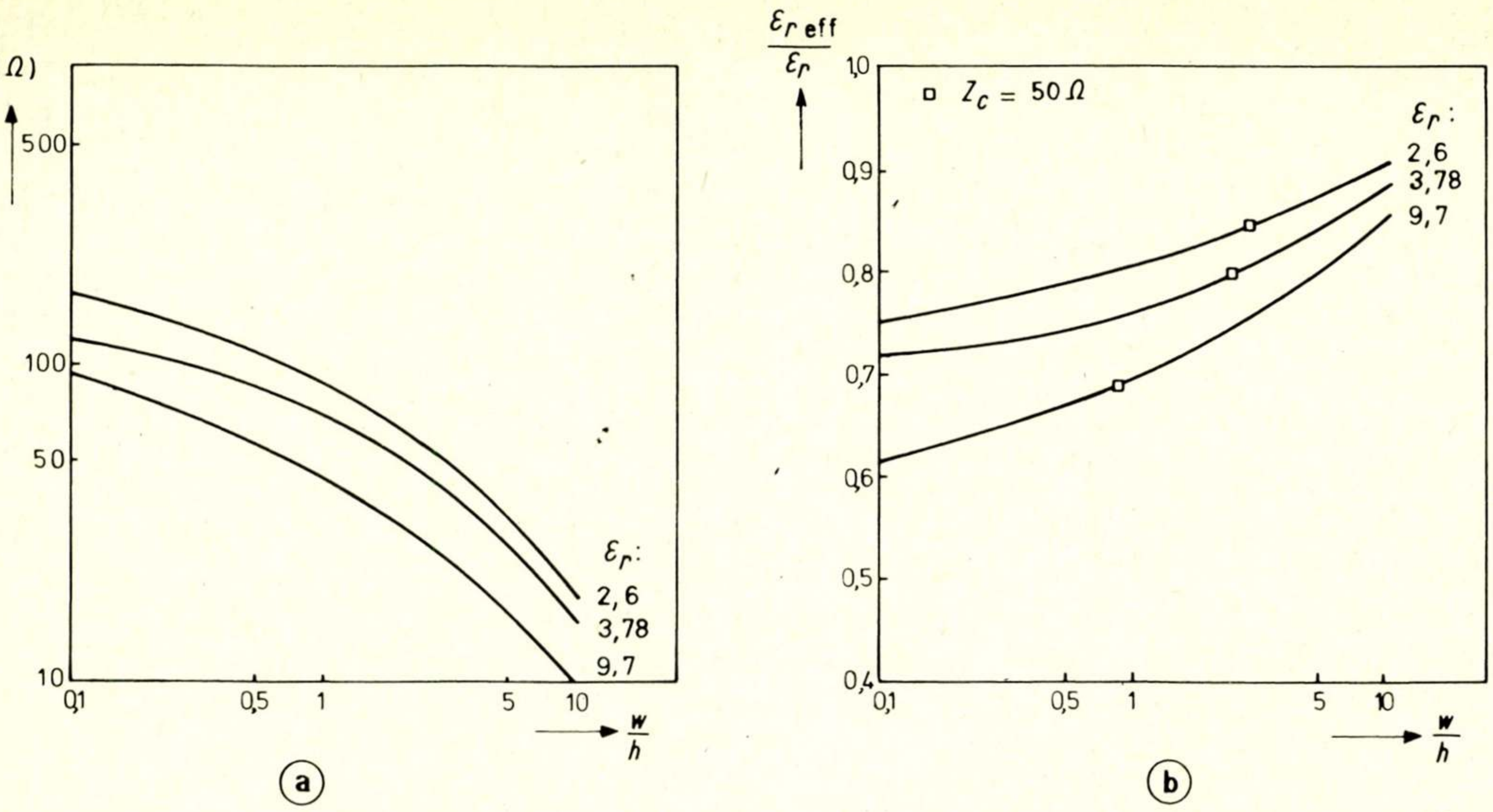


Fig. 2. De invloed van de stripbreedte w en de substraatdikte h op de karakteristieke impedantie en de effectieve diëlektrische constante van microstriplijnen.

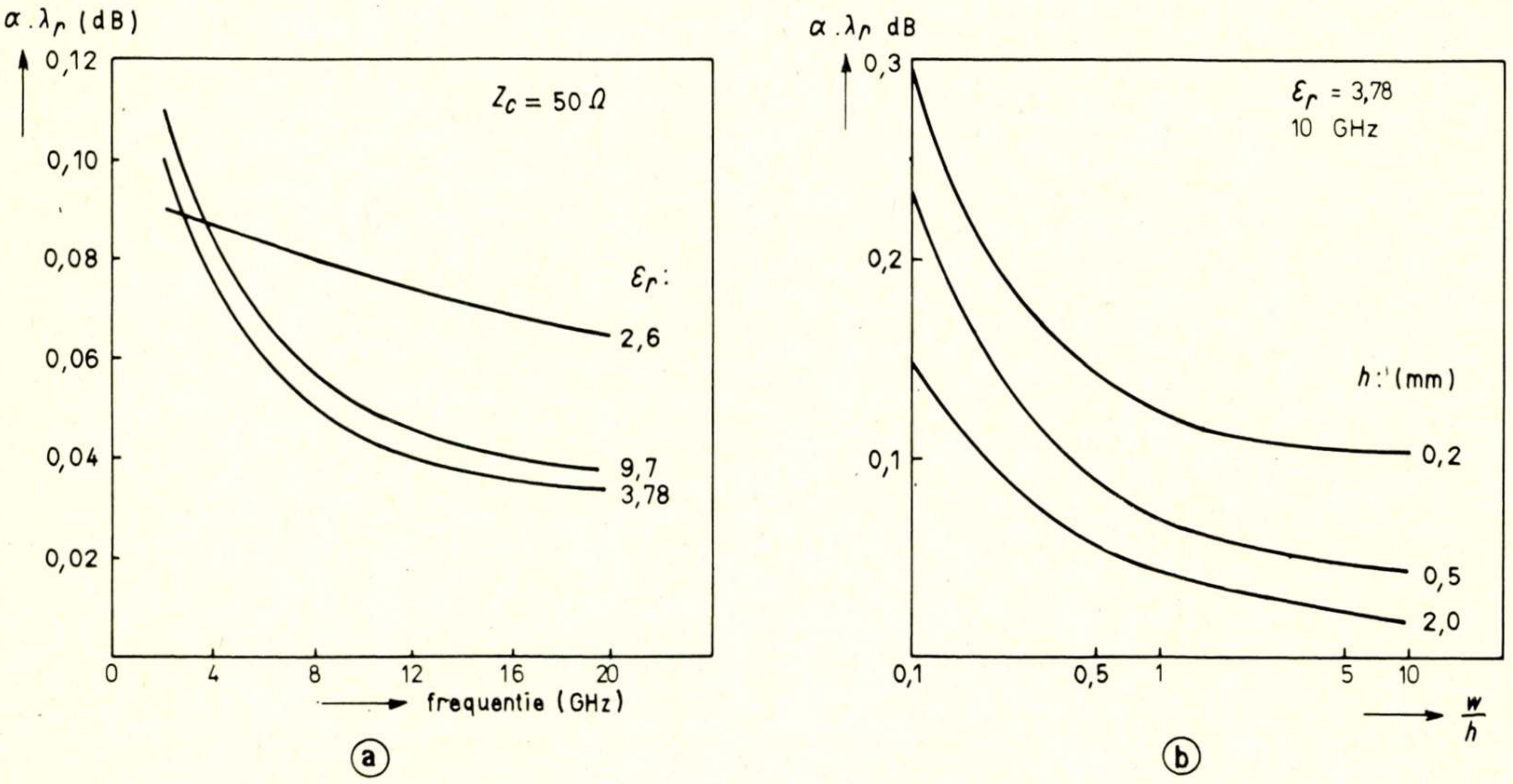


Fig. 3. Het verloop van de demping per golflengte ($\alpha \cdot \lambda_r$) van microstriplijnen als functie van de frequentie en de verhouding w/h.

waar beneden geen voortplanting van energie kan plaatsvinden. Doordat het veld in het diëlektricum plaatselijk elliptisch gepolariseerd is, ligt de toepassing van ferrieten als diëlektrisch materiaal voor de hand, om niet-reciproque elementen te kunnen vormen.

De demping ligt in dezelfde orde van grootte als bij de microstriplijnen. (Op eenvoudige wijze kunnen halfgeleiderelementen over de spleet worden gemonteerd.) Door gecombineerd gebruik van de microstriplijn en de spleetlijn kunnen interessante circuits worden gemaakt.

3. Materialen

Diverse diëlektrische materialen worden in striplijnen toegepast. De keuze van het diëlektricum hangt af van zijn eigenschappen en van de eisen die aan het desbetreffende circuit gesteld worden.

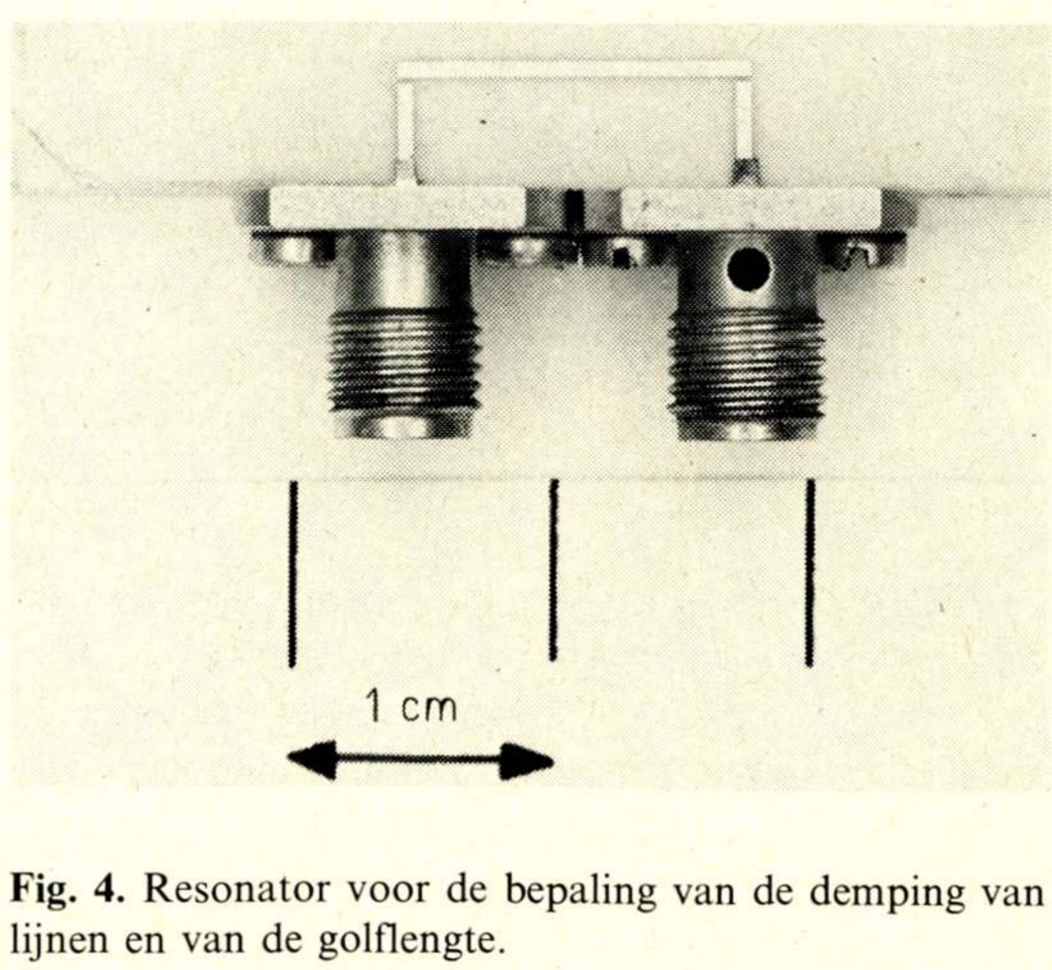


Fig. 4. Resonator voor de bepaling van de demping van microstriplijnen en van de golflengte.

Het ziet er niet naar uit dat één diëlektrisch materiaal universeel bruikbaar is. Hetzelfde geldt voor de keuze van het geleidermateriaal. *Keister* gaf een evaluatie van de eigenschappen van geleiders en diëlektrica, die in aanmerking komen voor striplijnen [5].

Voor de geleiders is in de eerste plaats van belang dat de soortelijke weerstand laag is in verband met de geleidingsverliezen. Daarnaast kunnen de soldeerbaarheid, de etsbaarheid en de mogelijkheid om halfgeleidermateriaal te legeren een rol spelen.

Meestal wordt koper of goud voor de geleiders gebruikt; koper heeft het voordeel, dat het gemakkelijk en nauwkeurig kan worden aangebracht, maar het is chemisch niet erg resistent. Daarom wordt het koper bedekt met een dunne goudlaag, die tevens kan dienen als tussenlaag om het ultrasonoor lassen van verbindingen naar halfgeleiderelementen mogelijk te maken. Wil men halfgeleidermateriaal legeren met de geleider, dan moet men goud gebruiken. Goud heeft het voordeel dat het chemisch resistent is, maar de specifieke weerstand is wat hoger dan die van koper; voorts laat goud zich ook niet zo gemakkelijk aanbrengen.

Voor de diëlektrica is in de eerste plaats van belang dat de verliesfactor tg δ klein is en het is vaak gunstig dat ε_r hoog is (spleetlijn). Voorts kan de warmtegeleiding van belang zijn in circuits waarin veel warmte wordt gedissipeerd. Naast deze eigenschappen zijn vaak ook de mechanische eigenschappen van belang: bijv. de breekbaarheid of de mogelijkheid om gaten te boren. Ook worden er eisen gesteld aan de tolerantie van de dikte h van het substraat: een afwijking in deze dikte veroorzaakt nl. een afwijking in de impedantie Z_c van de lijn, waardoor reflectie ontstaat. Ook zal de oppervlakteruwheid kleiner dan een bepaalde maximale waarde moeten zijn, omdat deze ruwheid de geleidingsverliezen vergroot. De oppervlakteruwheid wordt aangeduid door de standaarddeviatie $R_a = \sqrt{\delta_r^2}$, waarin δ_r de plaatselijke afwijking van de gemiddelde waarde van de dikte is. Blijft R_a kleiner dan de indringdiepte δ_i van het veld in de geleider, dan nemen de geleiderverliezen minder dan 10% toe. Voor $R_a > \delta_i$ nemen de verliezen echter sterk toe. Tenslotte zal bij veel toepassingen de prijs ook een rol spelen.

Tabel 1.

Diëlektricum	ε_r	tg δ	Δh%	R_a(μm)
Teflon-glas	2,6	10^{-3}	3	—
Gesinterd aluminiumoxyde	9,7	10^{-4}	8	0,2
Saffier	10	$<10^{-4}$	0,5	0,02
Gesinterd ferriet	12...16	10^{-4}	1	0,2
Kwartsglas	3,78	$<10^{-4}$	1,5	<0,02
Gesinterd berylliumoxyde	6,5	$2 \cdot 10^{-3}$	8	0,2

In tabel 1 zijn enkele eigenschappen van de meest gebruikte diëlektrische materialen gegeven. Als eerste willen we noemen *teflon-glas*, waarvan platen die aan beide zijden bedekt zijn met een 30 μm dikke koperlaag in diverse dikten leverbaar zijn. Met dit diëlektricum kunnen circuits voor frequenties tot 4 GHz worden gemaakt.

Voorts wordt gesinterd Al_2O_3 gebruikt. Plaatjes van dit materiaal zijn verkrijgbaar in diverse maten, bijv. 25 × 25 × 0,6 mm en 50 × 50 × 0,6 mm. Deze plaatjes zijn relatief goedkoop, maar de dikteafwijking kan zelfs bij één plaatje 8% bedragen. Voor een 50Ω-lijn heeft dit tot gevolg dat de impedantie Z_0 ongeveer 2,5% van haar nominale waarde kan afwijken. Dergelijke plaatjes hebben een oppervlakteruwheid $R_a \approx 0{,}2$ μm, zodat voor een kopergeleider aan de conditie $R_a \leqslant \delta_i$ voldaan wordt tot 30 GHz. Verkrijgbaar zijn ook Al_2O_3-plaatjes met een gepolijst oppervlak, maar de prijs hiervan is een veelvoud van de alleen gesinterde plaatjes.

Voor zeer nauwkeurige circuits wordt wel *saffier* als diëlektricum gebruikt. De diktetolerantie van dergelijke plaatjes en de oppervlakteruwheid zijn gering. Nadelen zijn de zeer hoge prijs en het feit, dat de substraatafmetingen relatief klein zijn, bijv. ϕ 25 mm, zodat alleen een geïntegreerd circuit van beperkte afmetingen op één plaatje ondergebracht kan worden.

Voor het integreren van niet-reciproque elementen wordt *ferriet* als diëlektricum gebruikt. Gesinterde plaatjes met afmetingen van 25 × 25 × 0,5 mm kunnen binnen nauwe toleranties en met kleine oppervlakteruwheid worden vervaardigd. Bovendien kan ferriet gemakkelijk geslepen worden, waarbij een diktetolerantie $\Delta h \leqslant 0{,}2\%$ en een oppervlakteruwheid $R_a \leqslant 0{,}01$ μm kunnen worden bereikt. Nadelen zijn de wat hogere verliesfactor tgδ, de grotere breekbaarheid en de kwetsbaarheid voor thermische schokken (solderen).

Ook *kwartsglas* wordt als diëlektricum gebruikt. Voordelen zijn de goed bekende diëlektrische constante, de kleine verliesfactor en de nauwkeurigheid waarmee het substraat in relatief grote afmetingen kan worden gemaakt: 70 × 70 × 0,5 mm. Nadelen zijn de relatief lage ε_r – speciaal voor spleetlijnen – en de breekbaarheid.

Tenslotte willen we *berylliumoxyde* (BeO) noemen, dat een hoge thermische geleidbaarheid heeft, maar ook een relatief grote verlieshoek. Dit substraat wordt gebruikt voor circuits waarin veel warmte gedissipeerd moet kunnen worden.

4. Technologische werkwijzen

Op het substraat moet een geleidend patroon worden aangebracht. Ten einde een goede hechting te verkrijgen wordt het oppervlak van het substraat eerst van een hechtlaag voorzien. Hiervoor kan een Ni-Cr-laag worden gebruikt, die minstens 50 Å dik moet zijn. Deze laag wordt opgedampt in een vacuümklok en wordt (om oxydatie te voorkomen) voorzien van een 500 Å dikke goudlaag. Bij een andere methode voor het verkrijgen van een goede hechting wordt aan het oppervlak door een geschikte combinatie van mechanische en chemische middelen een microruwheid verleend. Op deze wijze kan een optimale hechting worden verzekerd, terwijl de verhoging van de geleidingsverliezen binnen de tolerantie blijft. Op het aldus voor behandelde oppervlak kan nu langs chemisch-reductieve weg een (dunne) laag van het gewenste geleidermateriaal worden aangebracht, die dan als hechtlaag fungeert.

In de door ons gebezigde werkwijze passen wij voor het afzetten van een dunne laag koper het proces van de zgn. *stroomloze verkopering* toe. Dit proces heeft onder meer het voordeel, dat gaten in het substraat doorgemetalliseerd kunnen worden om doorverbindingen te verkrijgen.

De geleidende patronen kunnen onder gebruikmaking van fotografische werkwijzen op de hechtlaag worden aangebracht, die daarna waar nodig door etsen verwijderd kan worden. In fig. 5 zijn de principes van twee werkwijzen weergegeven.

Bij de *eerste werkwijze* wordt de hechtlaag versterkt door het

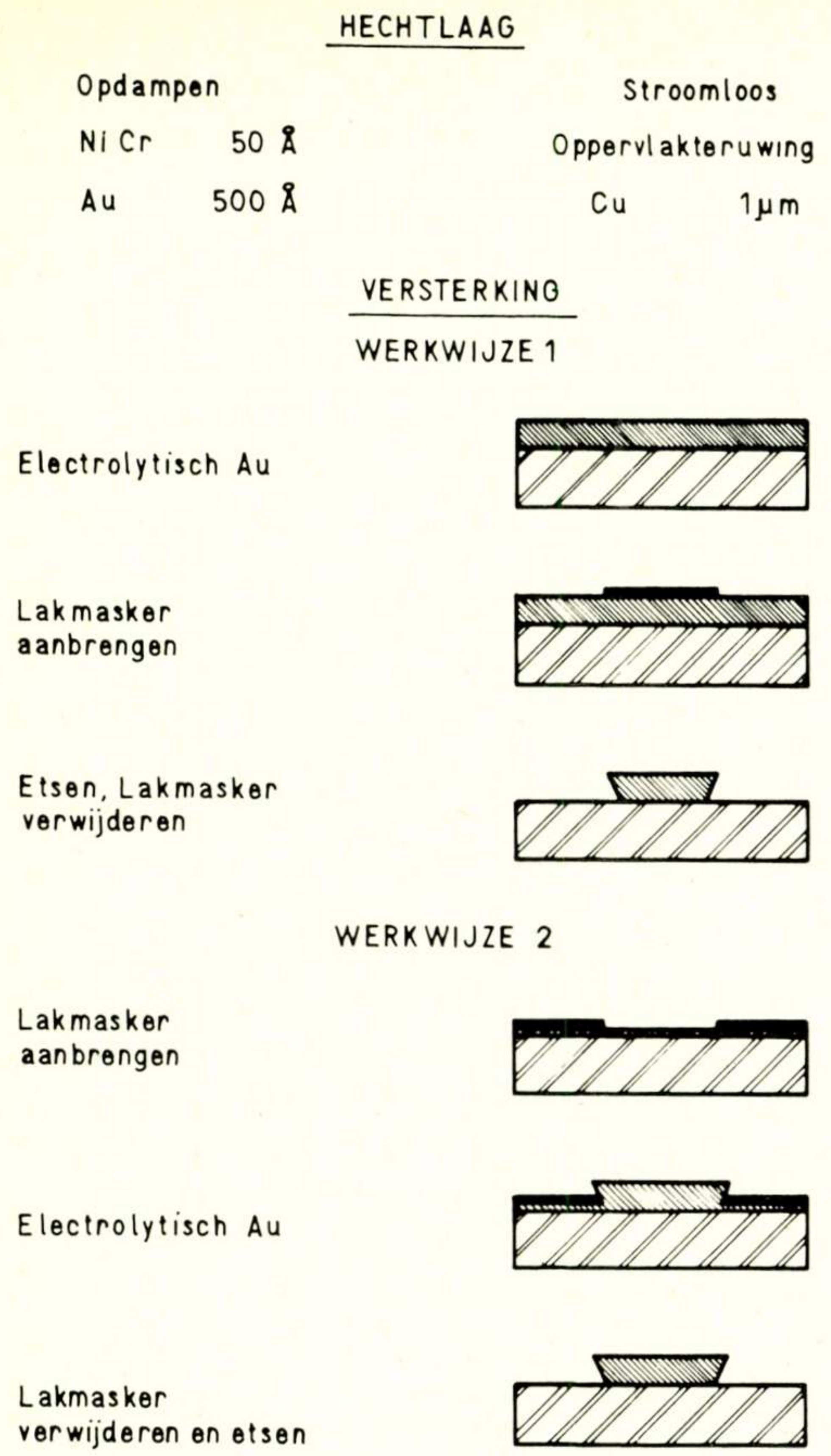


Fig. 5. Schematische weergave van de twee fotografische werkwijzen.

elektrolytisch neerslaan van goud op koper tot een dikte van ongeveer 10 µm. Hierna wordt een lichtgevoelige laklaag aangebracht, die belicht wordt met UV-licht via een fotomasker, dat de laklaag plaatselijk afschermt. Na ontwikkeling verkrijgt men een lakpatroon, waarbij lak aanwezig is op de plaatsen waar geleiders komen. Het onbedekte gedeelte van de geleidende laag wordt verwijderd in een daartoe geschikt etsbad.

Bij de *tweede werkwijze* wordt de lichtgevoelige laklaag direct op de hechtlaag aangebracht. In tegenstelling tot het eerste proces moet bij dit proces de lak op plaatsen, waar geleiders komen, worden verwijderd. Deze worden dan via een elektrolytisch proces opgegroeid, waarbij het lakpatroon er zorg voor draagt dat alleen op de gewenste plaatsen geleidend materiaal neerslaat. Na verwijdering van het lakmasker wordt de eronder gelegen hechtlaag door etsen opgelost.

Nu rijst de vraag, hoe nauwkeurig de geleidende patronen aangebracht kunnen worden. In de eerste plaats zijn er afwijkingen in het fotomasker; een fotomasker wordt gemaakt door het fotografisch verkleinen van een tekening, die 10 tot 25 maal de gewenste grootte heeft. Voor het tekenen wordt een *coördinatograaf* gebruikt, die hetzij met de hand, hetzij via een computer bestuurd kan worden. Een met de hand bestuurde coördinatograaf heeft een herhalingsnauwkeurigheid van ongeveer 50 µm; de door een computer bestuurde coördinatograaf bereikt ongeveer 15 µm. Bij een tienvoudige reductie wordt dus de bijdrage tot de totale fout door het tekenen respectievelijk 5 en 1,5 µm.

Bij het fotograferen ontstaan ook fouten. In een veld van 5×5 cm^2 kan bijv. een onzekerheid van 10 µm in de stripbreedte ontstaan ten gevolge van fouten in de optische afbeelding. Voor een veld van $2{,}5 \times 2{,}5$ cm^2 bedraagt deze onzekerheid ongeveer 2 µm.

Tenslotte zullen door het (foto)-chemisch vormingsproces fouten ontstaan. In de regel zijn de afwijkingen ten gevolge van het belichten en ontwikkelen van de fotolak verwaarloosbaar klein; in het eerstgenoemde foto-etsproces kunnen echter door onderetsing grote afwijkingen ontstaan. Fig. 6a toont een strip en een gleuf, volgens deze methode vervaardigd. Op het fotomasker bedragen de stripbreedte en de gleufbreedte van het smalle gedeelte 25 µm. Door onderetsing wordt een strip dus 13 µm te smal en een gleuf 20 µm te breed. Voor een bepaalde etsprocedure is de onderetsing redelijk constant, zodat er bij het tekenen rekening mede gehouden kan worden. Het patroon, volgens het tweede proces vervaardigd, is veel nauwkeuriger en bovendien is de fout in de nominale waarde dicht bij het oppervlak van het substraat het kleinst, dus daar, waar afwijkingen de grootste invloed hebben (fig. 6b).

Tot slot nog enkele opmerkingen over deze twee processen. Zoals we gezien hebben zijn de met het tweede proces vervaardigde patronen het nauwkeurigst. Het eerste proces is echter technologisch eenvoudiger uitvoerbaar. Er zijn vele goede lichtgevoelige laksoorten, die *en* goed hechten *en* goed bestand zijn tegen etsbaden. Bij het tweede proces moet de laklaag niet alleen bestand zijn tegen het elektrolytische bad, maar ook tegen elektrische spanningen. Kleine verontreinigingen veroorzaken

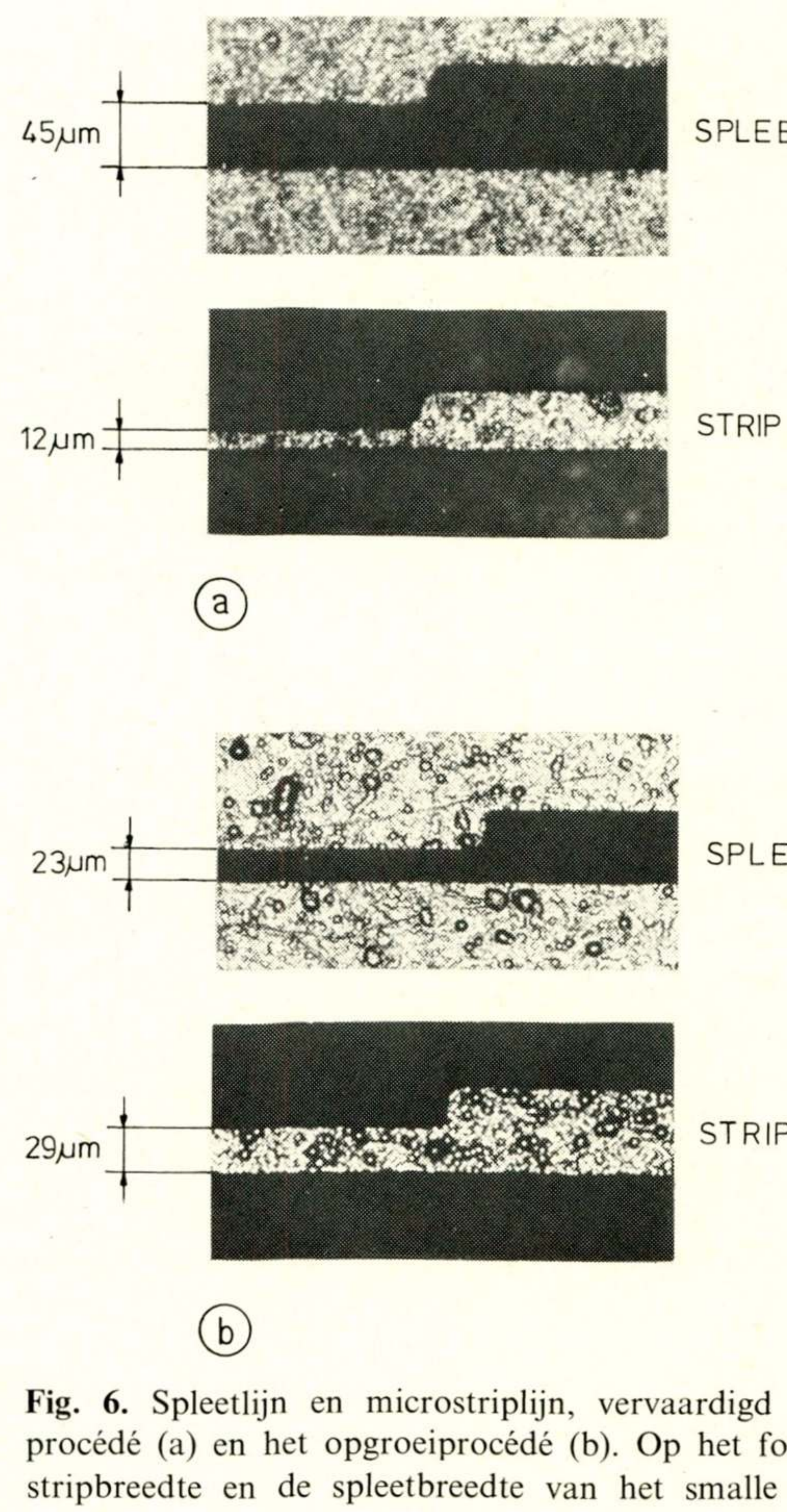


Fig. 6. Spleetlijn en microstriplijn, vervaardigd volgens het etsprocédé (a) en het opgroeiprocédé (b). Op het fotomasker zijn de stripbreedte en de spleetbreedte van het smalle gedeelte 25 µm.

doorslag. Bovendien – als de hechting niet goed is – kunnen er onregelmatige aangroeiingen optreden langs de randen van de strip.

Resumerende kunnen we stellen, dat de patronen voor de meeste microgolfcircuits vervaardigd kunnen worden volgens de eerstgenoemde werkwijze. Worden echter patronen gevraagd waarvan de nauwkeurigheid beter dan 10 μm moet zijn, dan verdient de tweede werkwijze de voorkeur.

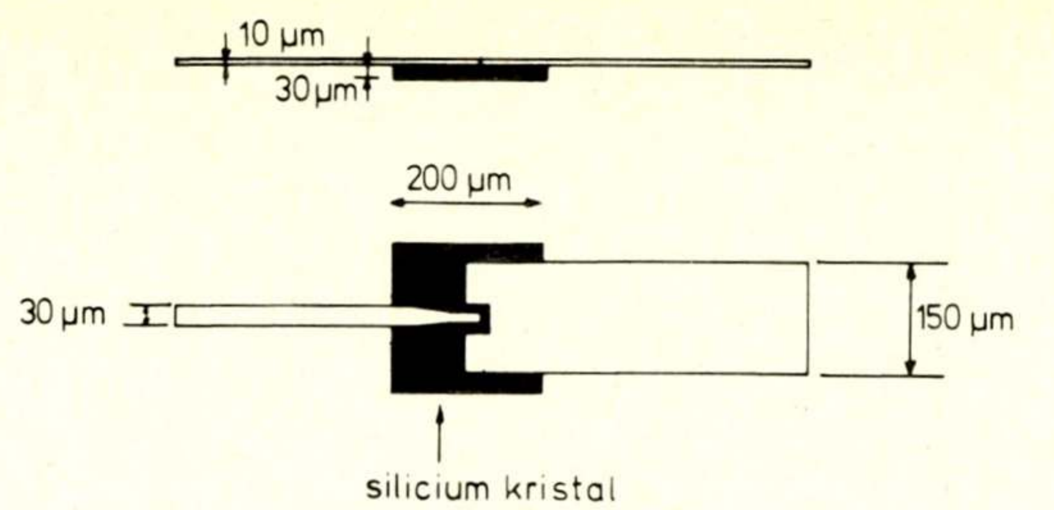


Fig. 7. Zij- en bovenaanzicht van een 'beam-lead'-diode.

5. Andere integratievormen

Twee andere integratievormen zijn nog het vermelden waard. Als diëlektricum past men bij één van deze vormen een halfgeleideréénkristal toe, meestal *silicium*. Door plaatselijke diffusies in het silicium worden de halfgeleiderelementen gevormd, waarna de andere circuitelementen en lijnstukken op de gebruikelijke wijze worden opgebracht. Deze circuits worden gewoonlijk *kristalschakelingen* genoemd en worden veelvuldig bij lagere frequenties toegepast. Het nadeel van deze techniek voor het maken van netwerkelementen in microgolfcircuits is, dat de afmetingen in de grootteorde van de golflengte komen, hetgeen bij de gebruikte frequenties tot vrij grote circuits leidt. Hierdoor kunnen slechts weinig circuits op een plak silicium worden aangebracht, waardoor de aantrekkelijkheid van deze methode voor een deel teniet wordt gedaan. Bovendien zijn de diëlektrische verliezen van vrijwel intrinsiek silicium aanzienlijk hoger dan die van de hiervóór genoemde materialen. Veel halfgeleiderdioden voor microgolftoepassingen stellen hoge eisen aan de juiste dosering van de verontreinigingen, de thermische weerstand en het verontreinigingsprofiel, waaraan in kristalschakelingen niet voldaan kan worden.

Een tweede integratievorm maakt uitsluitend gebruik van discrete netwerkelementen met afmetingen, die aanmerkelijk kleiner zijn dan de golflengte [6]; deze elementen worden aangebracht op een substraat waarvan de onderzijde *niet* voorzien is van een metaallaag. Deze bouwwijze is vergelijkbaar met die welke men bij veel lagere frequenties toepast in de zgn. dunne-film-schakelingen. Door de geringe afmetingen is het wel mogelijk, op deze wijze kristalschakelingen te verkrijgen. De verliezen in de elementen zijn echter hoger en de elektrische waarde van deze elementen kan slechts binnen een relatief klein gebied worden gerealiseerd. Een gecombineerd gebruik van discrete en verdeelde netwerkelementen schept meer mogelijkheden en vindt tegenwoordig veel toepassing.

6. Verschillende aspecten van striplijncircuits

Bij het realiseren van striplijncircuits en het meten hieraan worden we met verschillende problemen geconfronteerd, waarvan er enkele zullen worden toegelicht.

De betrouwbaarheid van conventionele circuits is in belangrijke mate afhankelijk van de kwaliteit van de verbinding tussen de verschillende circuitelementen. Door integratie zal het aantal van deze verbindingen aanzienlijk verminderen. Niettemin zullen enkele doorverbindingen tussen een aantal circuits noodzakelijk blijken, welke voor een deel met behulp van coaxiale golfgeleiders tot stand worden gebracht. Er zijn daardoor overgangen van coaxiale golfgeleiders op microstriplijn nodig. Ook voor metingen aan striplijncircuits zal de overgang van een coaxiale golfgeleider op microstriplijn of spleetlijn van belang zijn. Een door ons gebruikte overgang op microstriplijn veroorzaakt een reflectie, die tot 12 GHz kleiner is dan 3%; boven deze frequentie neemt de reflectie toe, hetgeen de nauwkeurigheid aldaar ongunstig beïnvloedt. De overgang op spleetlijn veroorzaakt vooralsnog een aanzienlijk hogere reflectie.

De omhulling van de circuits eist extra voorzorgen. Omdat een deel van de halfgeleiderelementen zonder luchtdichte omhulling wordt gemonteerd, moet het circuit vocht- en lichtdicht worden opgesloten, hetgeen vooral consequenties heeft voor de constructie van elektrische doorvoeren bij hoge frequenties. Meestal zal de omhulling van metaal zijn om storingen van buiten te onderdrukken. Door deze omhulling wordt boven het circuit een trilholte gevormd (waarin ongewenste resonanties kunnen optreden) die door straling van het circuit wordt aangestoten. Dit effect kan men verminderen door gebruik te maken van substraten met een hoge permittiviteit en door het aanbrengen van dempingsmateriaal. Het aantal mogelijke resonanties wordt verkleind door de afstand tussen het substraat en de omhulling te verminderen. Deze afstand mag echter niet zo klein worden, dat de velduitbreiding rond de lijnen wordt verstoord.

De koppeling tussen twee parallel lopende geleiders met een onderlinge afstand, gelijk aan de substraatdikte, is gering. Als gevolg daarvan kunnen richtingsgevoelige 3-dB koppelingen moeilijk worden gerealiseerd, daar de spleet die hiervoor tussen de gekoppelde lijnen benodigd is, te smal wordt. Bovendien hebben de optredende moden verschillende voortplantingssnelheden, waardoor de richtingsgevoeligheid afneemt. Deze complicatie maakt ook nieuwe berekeningen voor gekoppelde filters noodzakelijk.

Bij het ontwerpen van circuits met microstriplijnen moet rekening gehouden worden met de hogere demping van deze lijnen. De hierbij optredende hogere verliezen maken in deze techniek smalbandige filters voor een aantal toepassingen onbruikbaar. Voor die gevallen, waar de demping van het filter minder belangrijk is, kan op eenvoudige wijze een zeer goed reproduceerbaar ontwerp verkregen worden dat geen afregeling behoeft. Extra-verliezen treden op in bochten en scherpe hoeken in lijnen. Bij 3 GHz kan een rechte hoek in een lijn een extra demping van ongeveer 0,1 dB veroorzaken. Ook bochten, bijv. met een straal van 10 × de lijnbreedte, veroorzaken nog meetbare extra-verliezen; bovendien verandert de golflengte in een dergelijke bocht, hetgeen op een duidelijke verstoring in het veldpatroon wijst.

De montagemethode van de halfgeleiderelementen wordt mede bepaald door de warmtedissipatie. Als het gedissipeerde vermogen groter is dan een halve watt verdient het de voorkeur de halfgeleider op de omhulling van het circuit te monteren, waardoor een veel betere koeling wordt verkregen. Met een korte draad of strip wordt dan een verbinding ge-

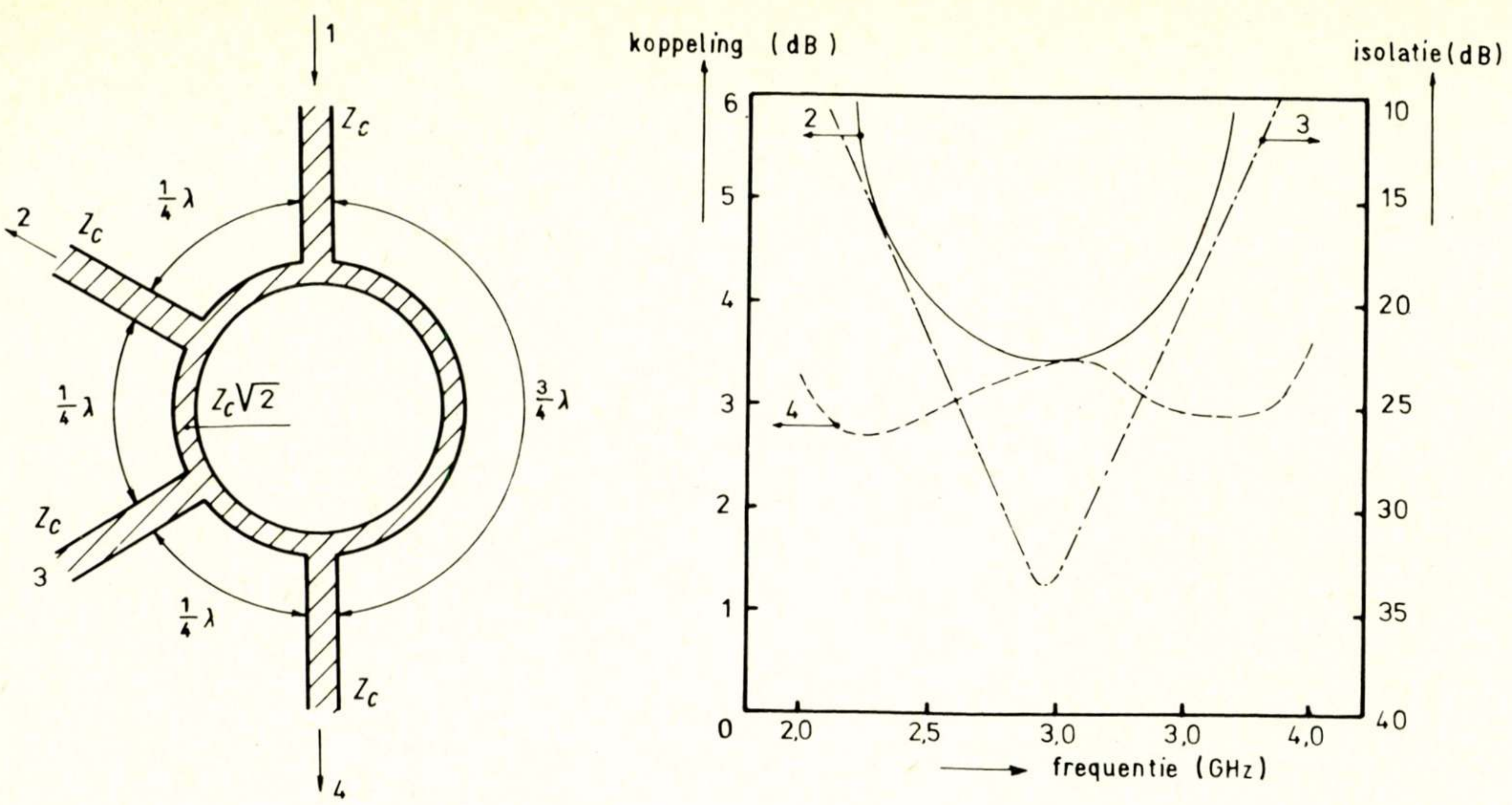


Fig. 8. Patroon van een 'hybrid ring' en de transmissie naar de verschillende armen.

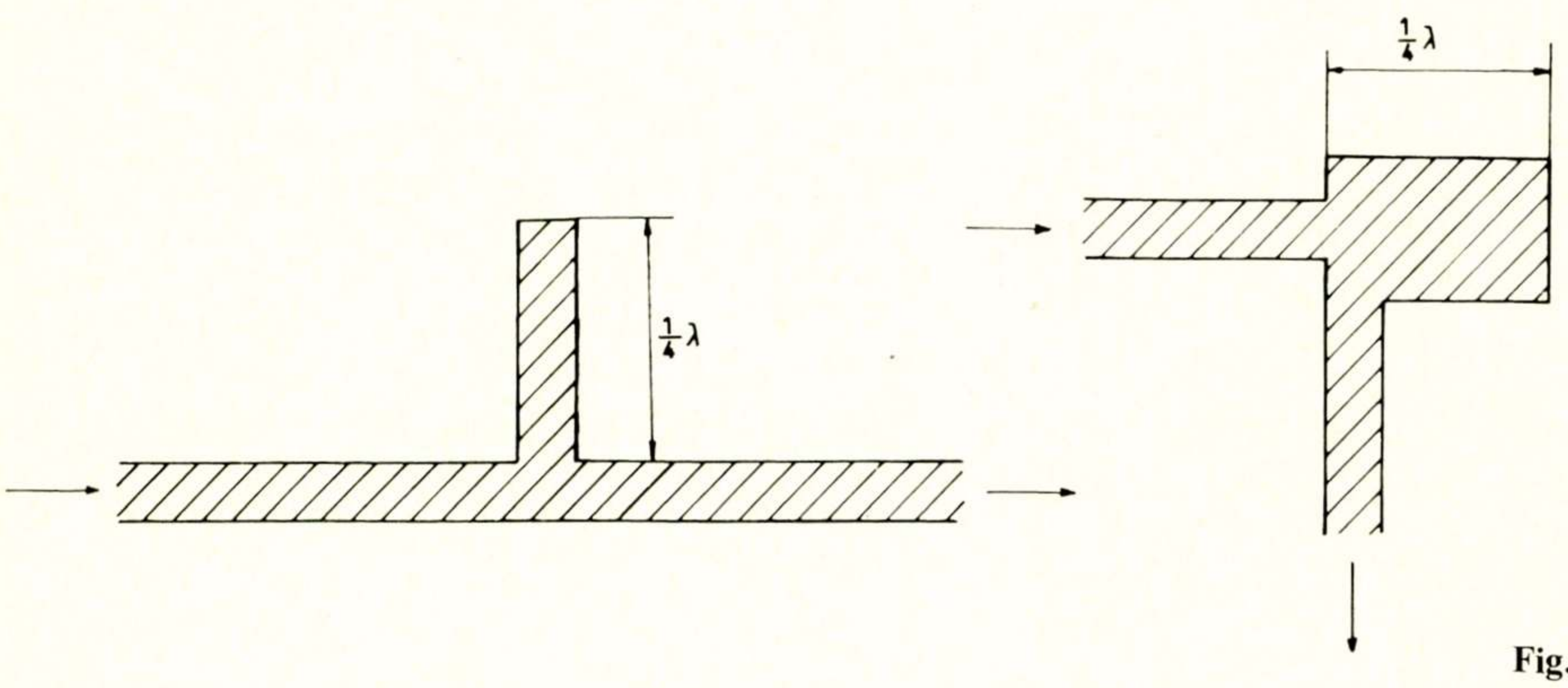


Fig. 9. Patroon van enkelvoudige bandsperfilters.

maakt met de rest van het circuit op het substraat. Wanneer een goede koeling minder noodzakelijk is kan het halfgeleiderkristal direct op de geleiders worden aangebracht: een zeer gunstige geometrie hiervoor hebben de 'beam-lead'-elementen. Langs chemische weg worden de aansluitstrippen op het kristal aangebracht.

In fig. 7 is een Schottky-barrier-diode met *beam-leads* geschetst; de geringe afmetingen zijn opvallend. Met gevestigde technieken ('ultrasonic bonding' en 'thermal compression bonding') kan een zeer betrouwbare montage worden verkregen. Op dezelfde wijze is het mogelijk, weerstanden en condensatoren, aangebracht op een halfgeleiderkristal, van aansluitstrippen te voorzien en deze als discrete elementen in de schakeling aan te brengen.

Omdat de verschillende circuitelementen, met name de halfgeleiders, een spreiding in eigenschappen vertonen, is soms één of andere vorm van afregeling noodzakelijk. Variabelen, vooral continu-variabelen, zijn in geïntegreerde circuits moeilijk te realiseren. Voor het afregelschroefje in de golfpijpwand is bijv. nauwelijks een bruikbaar equivalent in de microstriplijn te vinden. Soms kan men een afregeling in stappen realiseren.

Wanneer rekening wordt gehouden met de bovengenoemde verschillen tussen de eigenschappen van microstripcircuits en die van circuits, uitgevoerd in de conventionele golfgeleidertechniek, blijken met geïntegreerde microgolfcircuits toch zeer goede resultaten behaald te kunnen worden.

7. Enkele schakelingen, uitgevoerd met microstriplijnen

In microgolfschakelingen kan een balanstransformator worden gerealiseerd door een 'hybrid ring'. Het geleiderpatroon hiervan is in fig. 8 geschetst. Het signaal dat aan poort 1 wordt toegevoerd verdeelt zich in gelijke delen over de poorten 2 en 4, indien deze reflectievrij worden afgesloten; de fase aan beide poorten is tegengesteld. Poort 3 is ontkoppeld van poort 1. Deze eigenschappen kunnen slechts exact worden verkregen bij frequenties, waarbij de golflengte gelijk is aan tweederde van de omtrek van de ring. De transmissie-eigenschappen van een dergelijke schakeling, aangebracht op een substraat van kwartsglas, zijn gemeten over een breed spectrum en de resultaten zijn in fig. 8 uitgezet. De schakeling werd ontworpen voor 3 GHz.

Twee vormen van een enkelvoudig bandsperfilter worden in fig. 9 getoond; dit type filters is geschikt voor een relatieve bandbreedte van meer dan 10%. Voor banddoorlaatfilters met een smalle bandbreedte maakt men gebruik van gekoppelde $\lambda/2$-resonatoren. Een voorbeeld van een dergelijk filter voor 12 GHz is in fig. 10 afgebeeld. De relatieve bandbreedte is 2 %; de demping bedraagt 2,5 dB.

Voor radarantennes met elektronische bundelbesturing worden digitale fasedraaiers gebruikt, waarin het variabele element een diode kan zijn. Deze fasedraaiers zijn opgebouwd uit een aantal secties die de gewenste faseverschuiving geven. De faseverschuiving wordt verkregen door de impedantie van een

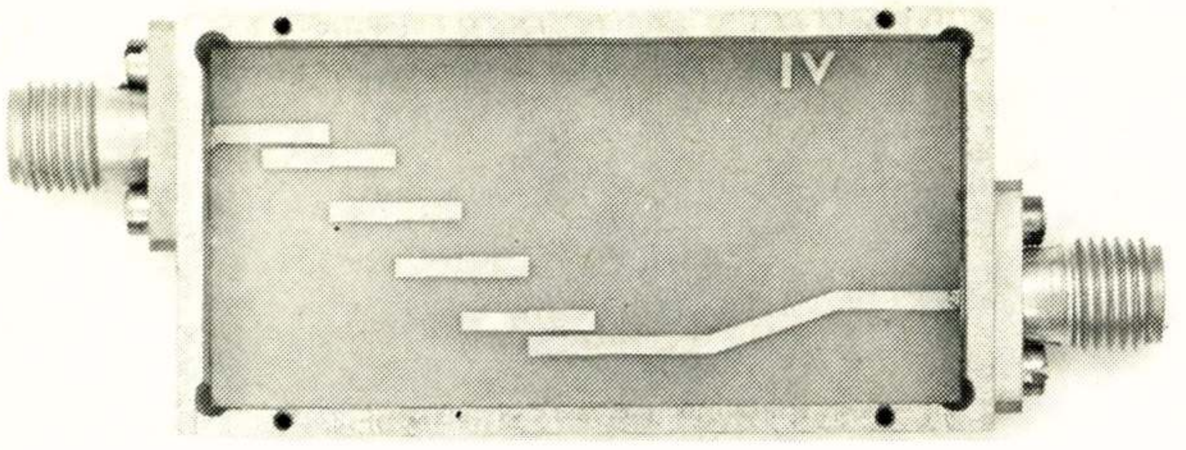


Fig. 10. Banddoorlaatfilter voor 12 GHz.

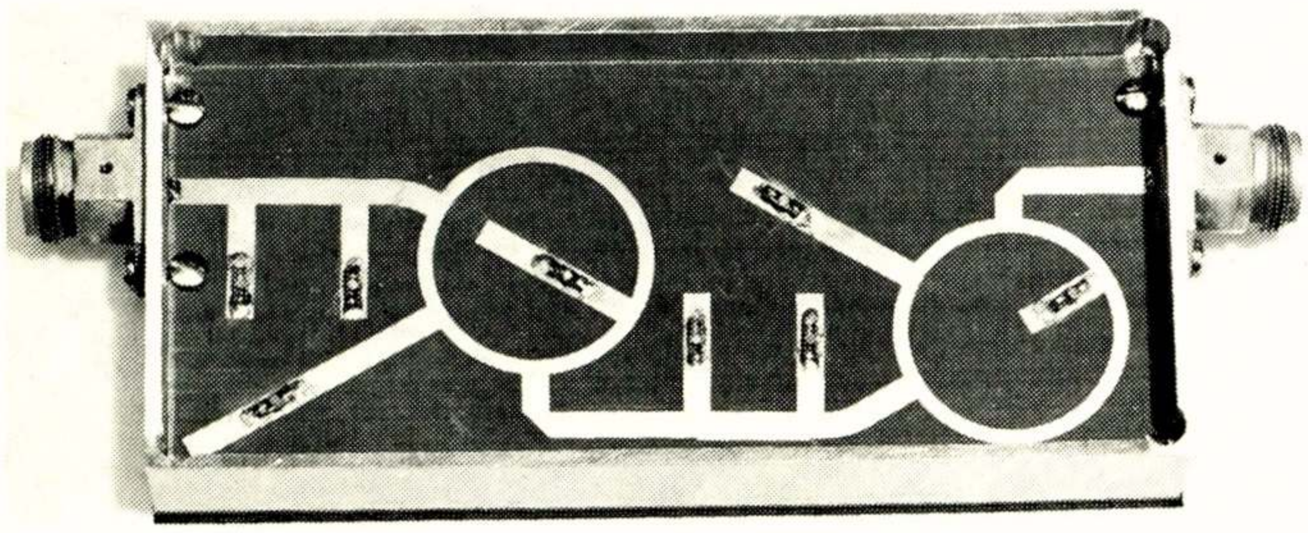


Fig. 11. Complete schakelbare 360°-fasedraaier voor 3 GHz.

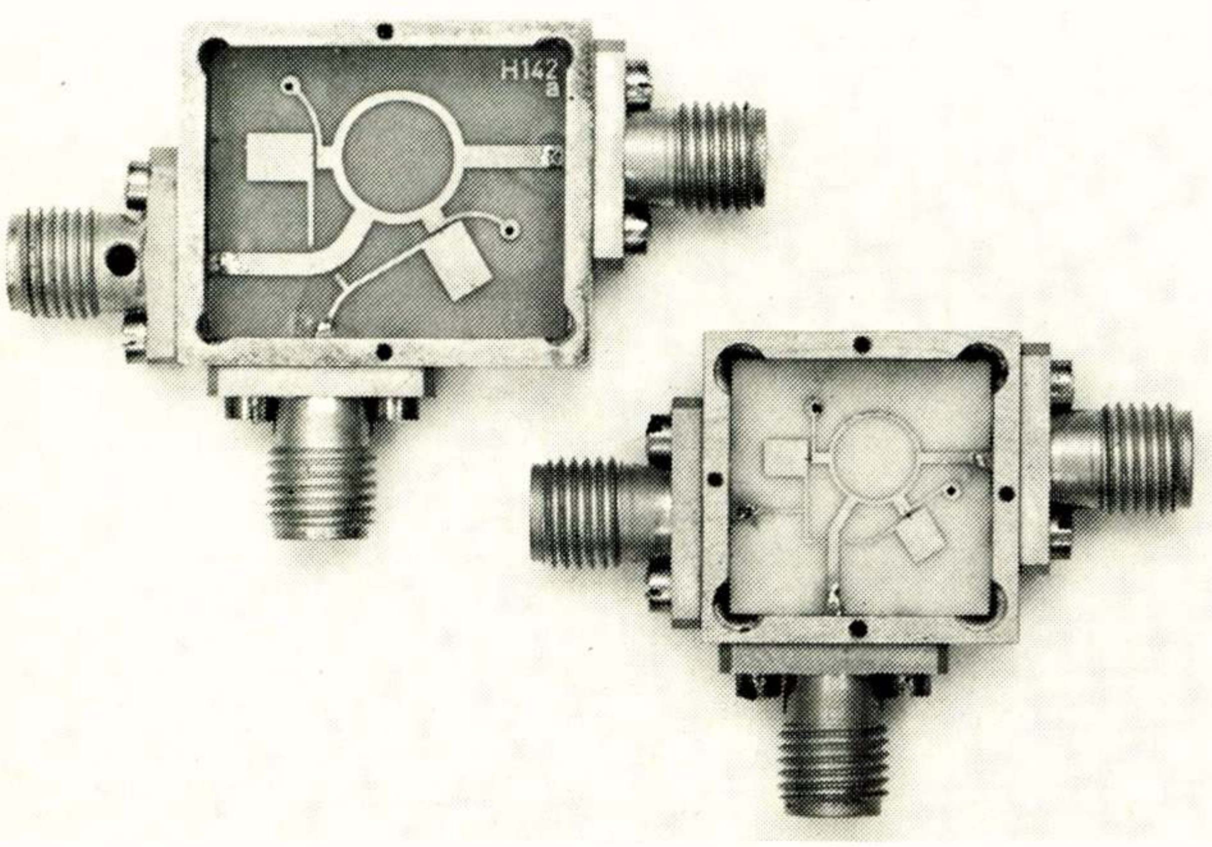


Fig. 12. Balansmixers voor 12 GHz op kwartsglas (links) en aluminiumoxyde (rechts).

lijnstuk te veranderen door middel van een schakeldiode. Een voorbeeld van een fasedraaier, bestaande uit vier secties die ieder zijn voorzien van twee dioden, laat fig. 11 zien. Hier zijn twee principes toegepast. In één van beide typen wordt de 'hybrid ring' gebruikt. De volgende eigenschappen werden gemeten:

frequentie	3,0 GHz
bandbreedte	300 MHz
demping	2,0 dB
reflectie	8 %
piekvermogen	2 kW
gemiddeld vermogen	20 W

Twee uitvoeringen van een gebalanceerde diodemengschakeling voor 12 GHz, waarbij kwarts en aluminiumoxyde als diëlektrica zijn gebruikt, zijn weergegeven in fig. 12. De 'beam-lead'-dioden zijn beide gemonteerd tussen een arm van de 'hybrid ring' en het bandsperfilter. Het ruisgetal van 7 dB is vergelijkbaar met dat van de beste mixers in conventionele schakelingen, terwijl het gewicht van de mengschakeling aanmerkelijk lager is en de afmetingen ervan veel kleiner zijn.

De mixer en een gedeelte van de mengoscillator zijn samengebouwd tot een compacte ontvanger voor 12 GHz (fig. 13). De mengoscillator bevat een 'step-recovery'-diode, die het oscillatorsignaal van ongeveer 1 GHz vermenigvuldigt tot een 12 GHz-signaal, dat via een filter wordt aangesloten op de overgebleven arm. Een vast ingesteld transformatienetwerk zorgt voor een gunstige aanpassing van de vermenigvuldigdiode op de 1 GHz-bron. Het 12 GHz-filter is noodzakelijk om ongewenste harmonischen van het 1 GHz-signaal te onderdrukken. Een dergelijke ontvanger zou bruikbaar zijn voor de directe ontvangst van televisiesignalen in de 12 GHz-band, zoals dit in sommige landen op het ogenblik wordt bestudeerd.

8. Samenvatting

Door halfgeleiderelementen te combineren met striplijnen is het mogelijk geworden de afmetingen en het gewicht van microgolfschakelingen aanmerkelijk te reduceren. Dank zij de planaire structuur van dergelijke lijnen kunnen bij de ver-

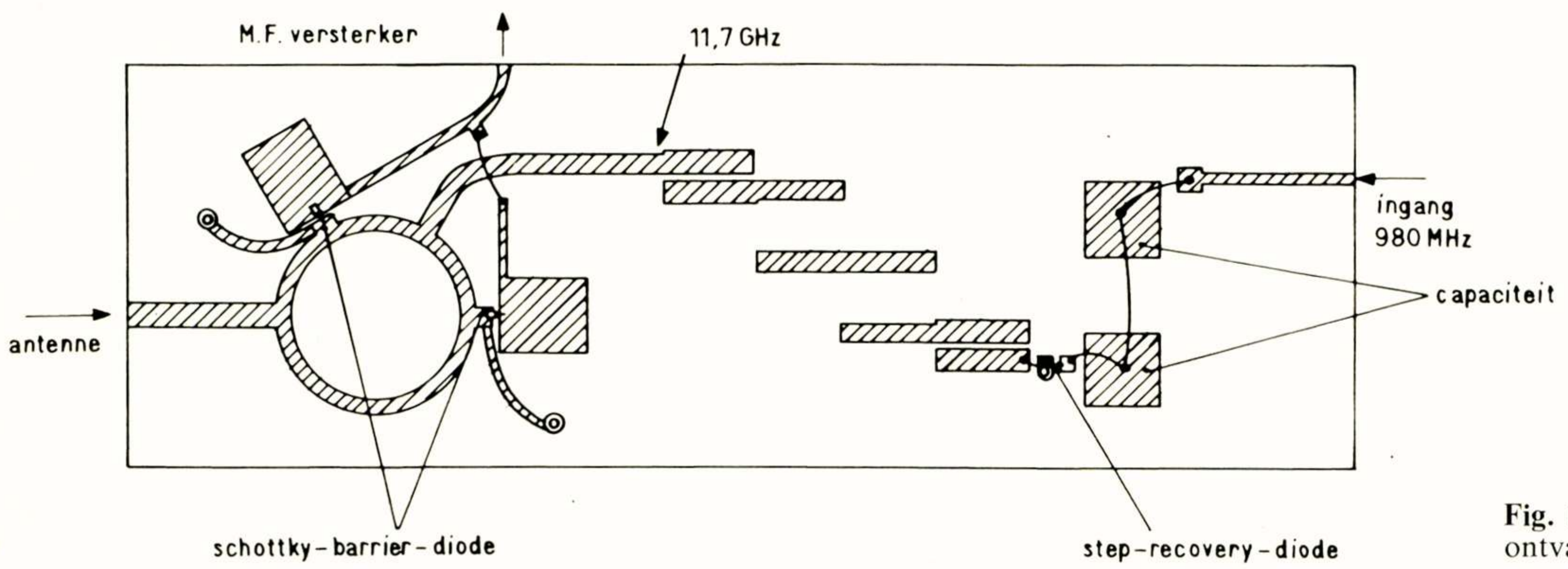
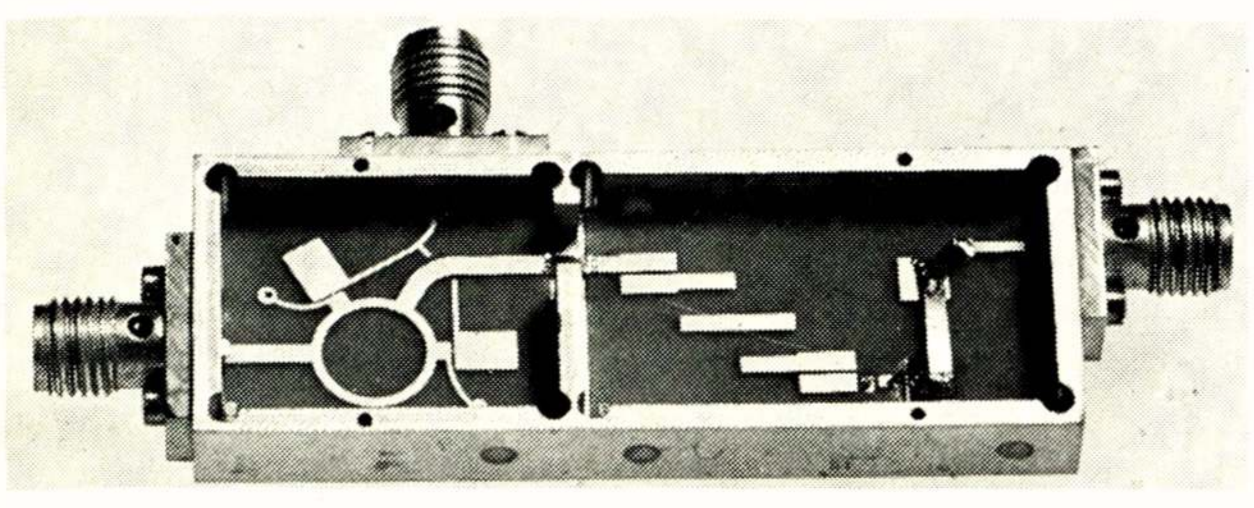


Fig. 13. Ingangsgedeelte van een ontvanger voor 12 GHz.



vaardiging bekende fotografische werkwijzen worden toegepast, die een goede reproduceerbaarheid garanderen. Hoewel van striplijnen de eigenschappen grotendeels bekend zijn, zal het nodig zijn, nog enkele problemen nader te bestuderen. Het is mogelijk gebleken, striplijncircuits te maken met zeer goede microgolfeigenschappen; door de kleine afmetingen zijn

dergelijke circuits o.a. bruikbaar in complexe systemen. Als voorbeeld hiervan kan een elektronisch bestuurde radarantenne genoemd worden. Door de lagere prijs zijn in de toekomst eveneens toepassingen in de niet-professionele sfeer mogelijk.

Literatuur

[1] H. A. WHEELER: Transmission-Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-**13**, pp. 172 ... 185, March 1965.

[2] R. A. PUCELL, D. J. MASSÉ and C. P. HARTWIG: Losses in Microstrip. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-**16**, pp. 342 ... 350, June 1968. Correction in IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-**16**, p. 1064, December 1968.

[3] J. H. C. VAN HEUVEN and A. G. VAN NIE: Properties of Microstrip Lines on Fused Quartz. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-**18**, pp. 113 ... 114, February 1970.

[4] P. THOUGHTON: Measurements techniques in microstrip. Electronics Letters, vol. **5**, pp. 25 ... 26, January 1969.

[5] F. Z. KEISTER: An Evaluation of Materials and Processes for Integrated Microwave Circuits. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-**16**, pp. 469 ... 475, July 1968.

[6] M. CAULTON: The lumped element approach to microwave integrated circuits. Microwave Journal, vol. **13**, pp. 51 ... 58, May 1970.

621.396.6.029.6

Toepassen van frequenties boven 10 GHz: Mogelijkheden en problemen

door ir. G. Brussaard, Dr. Neherlaboratorium, Leidschendam



Synopsis: *The suitability of frequencies above about 10 GHz for use in radiocommunication.*
After a general introduction in the field of tropospheric radiopropagation of centimeter- and millimeterwaves in use with radio relay systems, the effects of diffraction, refraction and attenuation – that are encountered on the radio path (both for terrestrial radiocommunication and for satellite communication) – are discussed.

1. Inleiding

Bij het behandelen van de problemen die bij het gebruik van frequenties boven 20 GHz optreden, zal ik mij beperken tot radiopropagatiesystemen die gebruik maken van vrije voortplanting van elektromagnetische golven door de atmosfeer, c.q. de ruimte, dus tot satellietsystemen en aardse straalverbindingen.

Voor wat het frequentiegebied betreft zal ik mij beperken tot het deel dat als logische voortzetting het eerst bij satellietverbindingen en straalverbindingen voor gebruik in aanmerking komt: het gebied van de millimetergolven van 10 ... 100 GHz. Hoewel ook met laser- en maserverbindingen op uitgebreide schaal geëxperimenteerd wordt, is de techniek daarvoor nog niet zover gevorderd dat hier binnen afzienbare tijd een concurrent kan worden verwacht voor straalverbindingen via centimeter- en millimetergolven.

Bij het hiernavolgende wordt een eenvoudige introductie gegeven in de problematiek van de troposferische propagatie. In het beschouwde frequentiegebied spelen de propagatie-eigenschappen van de ionosfeer een rol van ondergeschikt belang; het zijn de onderste lagen van de atmosfeer, waarin het weer zich afspeelt, die het ontwerp van de communicatiesystemen in dit frequentiegebied bepalen.

Voordracht, gehouden voor het Genootschap van Ingenieurs der PTT en voor de Sectie Telecommunicatietechniek van het K.I.v.I. op 28 april 1970.

De invloeden van de troposfeer kan men als volgt onderscheiden:
a. Brekingseffecten: invalshoekvariaties; meerwegfading; scintillatie. Deze worden bepaald door de toestand van de atmosfeer voor wat betreft: temperatuur, druk, vochtigheid, windsnelheid.
b. Demping: bij gassen door absorptie en bij deeltjes door diffractie en absorptie. De demping wordt bepaald door de samenstelling van de atmosfeer voor wat betreft het gehalte aan: zuurstof; waterdamp; regen, hagel, sneeuw en mist.

2. Brekingseffecten

Brekings- en buigingseffecten zijn een factor van belang bij systeemberekeningen in het gehele frequentiegebied dat voor straalverbindingen wordt gebruikt, of daarvoor in aanmerking komt, dus ook voor de huidige straalverbindingen van 4 tot 7 GHz.

2.1. *Breking en buiging*

Zoals bekend treedt op het scheidingsvlak van de twee media met verschillende brekingsindex breking van een invallende bundel elektromagnetische golven op en wel zodanig, dat bij overgang naar een gebied met een hogere brekingsindex de richting verandert naar de normaal op het scheidingsvlak toe en, bij overgang naar een gebied met een lagere brekingsindex, van de normaal af. Hier geldt de bekende regel uit de optica

$n_1 \sin \varphi_1 = n_2 \sin \varphi_2$ (zie fig. 1a). De meeste verschijnselen in de droge atmosfeer kan men zeer goed inzien met een quasi-optische benadering. Er zal hier dan ook worden gesproken van stralen, waar in feite de loodlijnen op het golffront worden bedoeld.

In een medium met een in één richting continu veranderende brekingsindex treedt op oneindig veel plaatsen een oneindig kleine breking op (*buiging* dus) en wel zodanig dat langs de straal het produkt $n \sin \varphi$ constant blijft; hierbij is φ de hoek tussen de straal en de gradiënt van de brekingsindex. De atmosfeer is een dergelijk medium: de brekingsindex neemt in het algemeen af met de hoogte, zodat de stralengang 'bol' is. Deze buiging 'met de aarde mee' is echter gering; de kromtestraal ervan is veel groter dan de straal van de aarde. Voor bijv. het berekenen van de hoogte, die vereist is voor straalverbindingstorens, opdat deze elkaar kunnen 'zien', moeten we wel degelijk deze kromming door de atmosfeer in rekening brengen (zie fig. 1b). Men doet dit door een eenvoudige transformatie toe te passen. Door een 'effectieve' aardstraal van $\frac{4}{3}\, r_a$ aan te nemen, kunnen wij de berekening uitvoeren voor een rechte stralengang; deze factor $\frac{4}{3}$ volgt uit het verloop van de brekingsindex voor microgolven in de gemiddelde atmosfeer, de zgn. standaardatmosfeer. Internationaal is een bepaald verloop van de brekingsindex als functie van de hoogte overeengekomen, dat het gemiddelde verloop over de gehele aarde het beste benadert.

2.2. *Bijzondere buigingseffecten in de atmosfeer*

2.2.1. *Algemeen*

De waarde van de brekingsindex van de atmosfeer is een functie van de factoren: druk, temperatuur en partiële dampdruk van water. De waarde ligt bij het aardoppervlak nabij 1,0003. Om een beter hanteerbare grootheid te verkrijgen werkt men vaak met de grootheid $(n-1)\cdot 10^6$, die dan ongeveer de waarde 300 bezit.

De afhankelijkheid van temperatuur, druk en vochtigheid wordt uitgedrukt in de volgende formule (CCIR 1970):

$$(n-1)\, 10^6 = \frac{77 \cdot 6}{T}\left(p + \frac{4810\, e}{T}\right)$$

waarbij
T = absolute temperatuur (K)
e = partiële dampdruk van water (mbar)
p = atmosferische druk (mbar)

In het bovenstaande werd gesproken over de transformatie van de bolle stralengang naar rechte stralengang, in welke transformatie met een effectieve aardstraal wordt gerekend die $\frac{4}{3}$ maal de fysische aardstraal is. Voor het begrip van de bijzondere buigingseffecten in de atmosfeer gebruiken we echter veelal een andere transformatie, nl. die naar een vlakke aarde; de stralengang t.o.v. het aardoppervlak moet dan 'hol' zijn. We zijn nl. alleen geïnteresseerd in de hoogte en de hoek van de straal t.o.v. het aardoppervlak. De hierbij behorende transformatie van de brekingsindex is:

$$N = n(h) \cdot \left(1 + \frac{h}{r_a}\right)$$

waarbij
N = gewijzigde brekingsindex
h = hoogte
r_a = fysische aardstraal

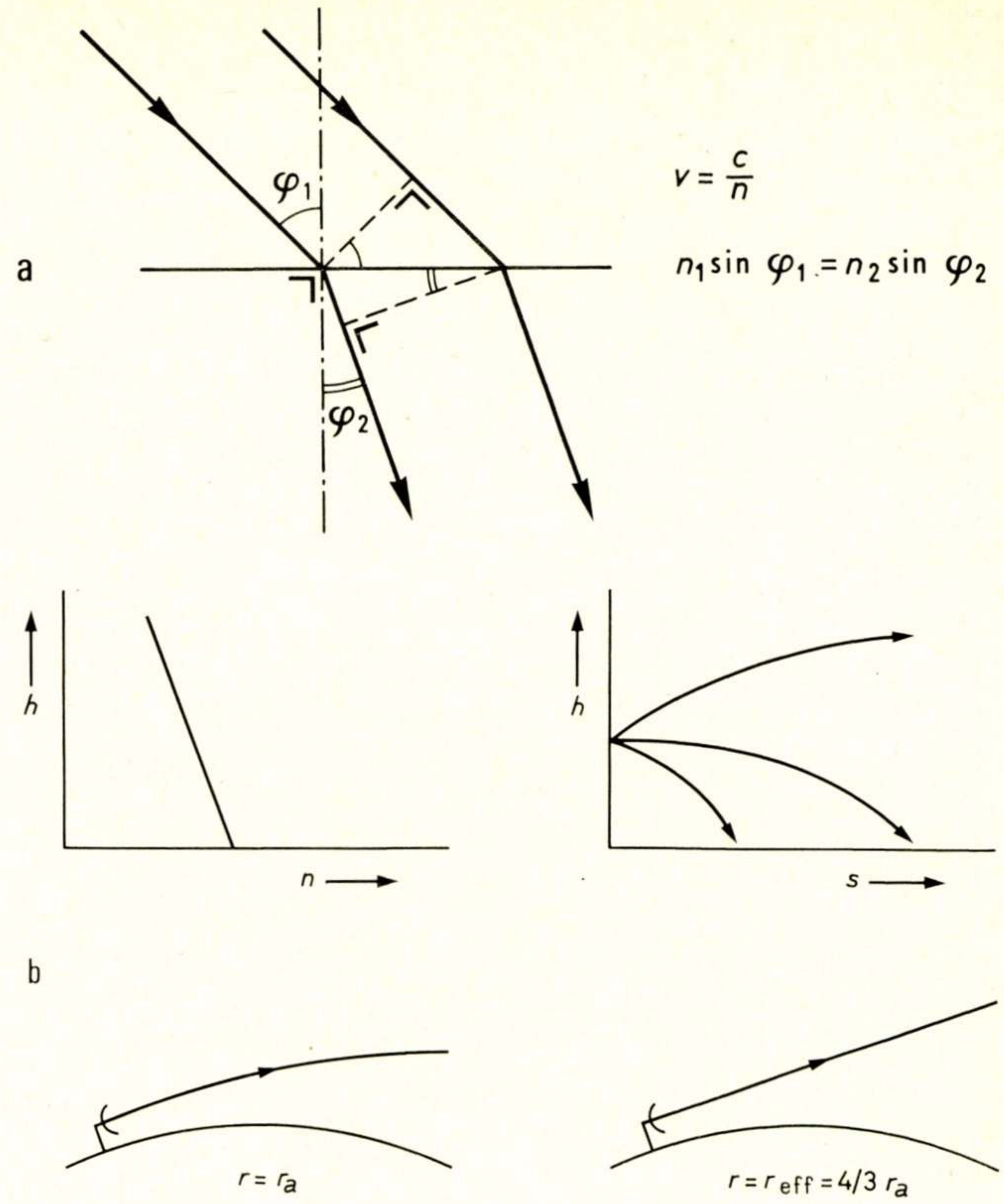


Fig. 1. Breking en buiging in de atmosfeer (a. Breking; b. Buiging).

Ook de gewijzigde brekingsindex N heeft bij het aardoppervlak ongeveer de waarde 1,0003; ook hier werken we veelal met $(N-1)\cdot 10^6 = M$, de *brekingsmodulus*.

Het zal dus duidelijk zijn dat:
n afneemt met de hoogte
N en M toenemen met de hoogte

Aan de hand van fig. 2 kan men de belangrijkste buigingseffecten op eenvoudige wijze inzien.

2.2.2. *Invalshoekvariaties*

De invalshoek op de ontvangantenne van een straalverbinding is afhankelijk van de brekingsindexgradiënt en de lengte van het traject. In de praktijk treden bij een straalverbinding van 40 km in de invalshoek variaties van enkele tienden van een graad op; de bundelbreedte van de antenne mag dus niet te smal zijn. Bij verbindingen met millimetergolven zal de lengte van een verbinding slechts enkele km bedragen, zodat daar de invalshoekvariaties zeer gering zullen zijn.

2.2.3. *Grondduct*

Vaak treedt in heldere zomernachten een zgn. 'brekingsindexinversie' bij het aardoppervlak op. Tot een hoogte van enkele tientallen of honderden m neemt de brekingsmodulus af om bij grotere hoogte weer toe te nemen. De oorzaak ligt in de afkoeling van de aarde en van de onderste luchtlagen; de temperatuur neemt eerst met de hoogte toe, de waterdampdruk neemt meer dan normaal af. De door de zendantenne uitgezonden energie kan hierdoor 'gevangen' worden, zodat de atmosfeer zich gedraagt als een soort golfpijp. Dit kan tot gevolg hebben dat de energie door de abnormale stralengang de ontvangantenne niet meer bereikt. Dit verschijnsel, 'power-

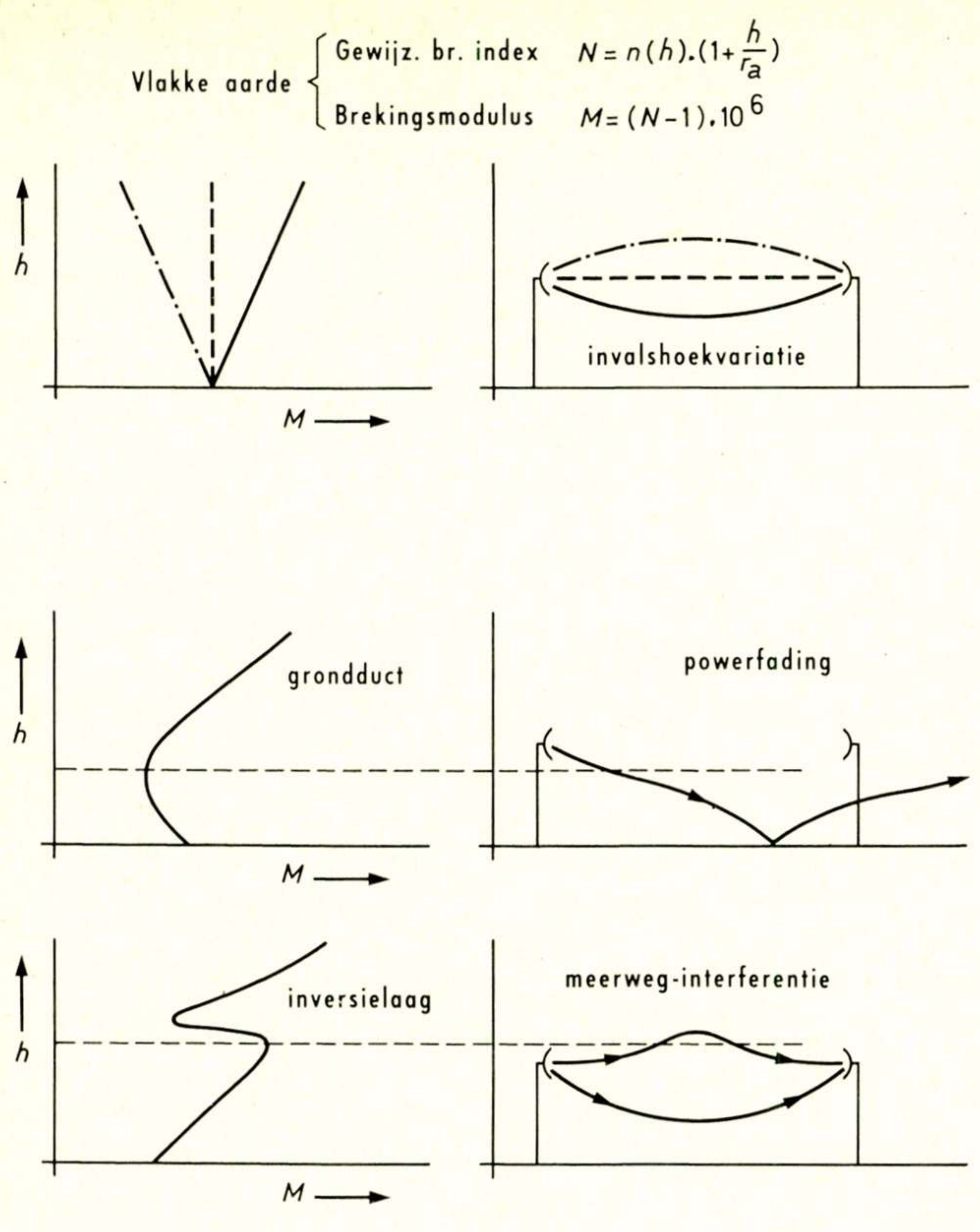


Fig. 2. Invloed van de brekingsmodulus op de stralengang.

fading' genoemd, is afgebeeld in fig. 2. Gelukkig treedt het niet vaak zo sterk op, dat het een ontoelaatbaar signaalverlies oplevert; ook hier geldt dat verkorting van de afstand tussen zender en ontvanger het verschijnsel minder uitgesproken maakt.

2.2.4. *Meerwegfading*

Een *brekingsindexinversie* (eigenlijk zou men moeten spreken van *brekingsmodulusinversie*) doet zich ook vaak op een bepaalde hoogte boven het aardoppervlak voor: men spreekt dan van een *inversielaag* ('elevated duct'). Waartoe dat kan leiden is eveneens in fig. 2 geschetst. Het gevolg kan zijn dat er twee (of meer) discrete 'wegen' zijn via welke de verbinding tot stand komt: de normale weg en één of meer 'omloopwegen', die in positie en in geleverde energie fluctueren. Aan de ontvangzijde ontstaat interferentie en het resultaat kan zijn dat beide signalen van ongeveer gelijke sterkte en in tegenfase zijn, zodat extreem lage signaalniveaus op de ontvangeringang ontstaan. Deze interferentie wordt 'meerwegfading' genoemd. Verkorting van de padlengte (de afstand tussen zender en ontvanger) die vanwege de optredende absorptie nodig is voor millimetergolven, doet ook dit verschijnsel verminderen.

Men kan tegen meerwegfading twee soorten maatregelen nemen:

a. '*Frequentiediversiteit*'. Door overschakelen op een andere frequentie verandert men de elektrische weglengte van zowel de directe weg als de omloopweg, zodat de signalen niet meer precies in tegenfase worden ontvangen.

b. '*Ruimtelijke diversiteit*'. Overschakelen op een antenne op een iets andere hoogte verandert de fysische weglengte, wat hetzelfde effect heeft.

Kennis van het verschijnsel is in beide gevallen noodzakelijk om te bepalen welke 'diversity'-afstand, respectievelijk in frequentie dan wel hoogte, noodzakelijk is om de meerwegfading effectief te bestrijden.

2.2.5. *Scintillatie*

In het voorgaande werd het brekingsindexverloop alleen macroscopisch bezien. Er bestaan echter ook op kleine schaal veranderingen van de brekingsindex in ruimte en tijd, omdat de atmosfeer steeds in beweging is en dus ook op kleine schaal druk-, temperatuur- en vochtigheidsfluctuaties vertoont. Hier komen we op het terrein van de stromingsleer waar begrippen als turbulenties en reynoldsgetal van belang zijn. Het effect, dat deze variaties op kleine schaal veroorzaken, is een verstoring van het vlakke golffront. Over het oppervlak van de ontvangantenne vertoont het golffront fluctuaties. Het resultaat is dat er amplitude- en faseveranderingen in het ontvangen signaal optreden; dit verschijnsel wordt scintillatie genoemd (vergelijkbaar met het twinkelen van een ster). Deze variaties nemen met de 3e tot 4e macht van de frequentie toe volgens de theorie van *Tatarski*, die, zo al niet volledig bevestigd, door experimenten toch zeker niet tegengesproken is. Hoe hoger dus de frequentie is, des te meer dient met deze scintillatie rekening te worden gehouden.

Een tweede effect van scintillatie is het verminderen van de antennewinst. Vergroting van het antenne-oppervlak geeft een geringere toeneming van de antennewinst dan verwacht zou worden, omdat het veld over de antenne steeds slechter gecorreleerd is. Dit is uiteraard van belang voor satellietsystemen, waarin men van een zo groot mogelijke antennewinst gebruik maakt.

3. Demping

Als tweede invloed van de troposfeer op de propagatie van centimeter- en millimetergolven noemen we de *demping*. Om deze demping te leren kennen als functie van de frequentie is het van belang, inzicht in de samenstelling van de atmosfeer te hebben.

3.1. *Heldere atmosfeer*

De demping in de heldere atmosfeer, waarvan het frequentieverloop globaal is weergegeven in fig. 3, wordt vnl. bepaald door de zuurstof en de waterdamp in de atmosfeer. Op bepaalde plaatsen in het spectrum treden absorptielijnen op door moleculeresonantie. Door de druk van het gasmengsel verbreden de lijnen zich; men kan deze soms niet meer onafhankelijk van elkaar onderscheiden. Zo treden absorptiebanden op bij:

22 GHz en 185 GHz door waterdamp
60 GHz en 120 GHz door zuurstof

Men ziet het verbredingseffect duidelijk in fig. 3 door de kromme voor zeeniveau te vergelijken met die voor een hoogte van 4000 m. De krommen zijn ontstaan door samenvoeging van experimentele resultaten en theoretische berekeningen.

Voor satellietcommunicatie is niet de demping per km op de grond of op een bepaalde hoogte van belang, maar de totale demping door de atmosfeer als functie van de elevatiehoek (zie fig. 4). De waarden, aangegeven in fig. 4, zijn uitgerekend voor een standaardatmosfeer; zij zijn vergeleken met metingen, bekend uit de literatuur.

Het energieverlies door de heldere atmosfeer is voor satellietcommunicatie niet het belangrijkste: belangrijker is de ruisbijdrage die de atmosfeer geeft. Deze wordt uitgedrukt in een ruistemperatuur. Een lichaam dat alle straling van een bepaalde

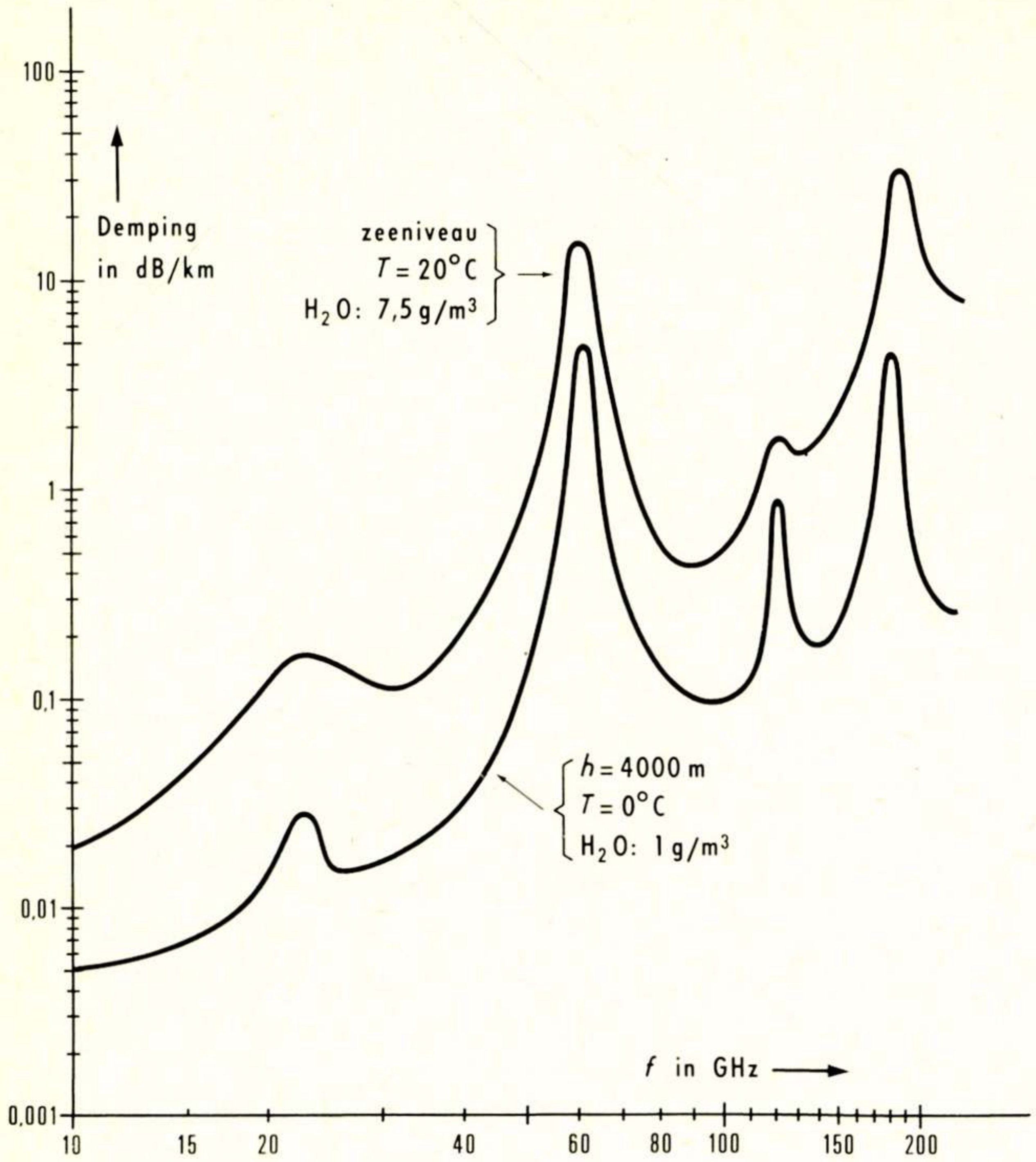


Fig. 3. Demping van de heldere atmosfeer.

frequentie absorbeert, heeft bij die frequentie een ruistemperatuur, welke gelijk is aan zijn fysische temperatuur; een lichaam of medium, dat alle straling doorlaat, heeft een ruistemperatuur van 0°. In het algemeen geldt, dat:

$$T_r = (1-t)T_f$$

waarin

T_r = ruistemperatuur (K)
T_f = fysische temperatuur (K)
t = transmissiecoëfficiënt

Indien de atmosfeer bijv. 1 dB demping geeft, is $T_r = (1-0{,}8) \cdot 275 = 55$ K. Waar satellietsystemen met marginale vermogens en apparatuur met zeer lage ruistemperatuur werken, is uit het oogpunt van ruis de demping van millimetergolven toch wel een factor waarmee rekening dient te worden gehouden.

3.2. *Deeltjes in de atmosfeer*

Behalve gassen komen in de atmosfeer ook deeltjes voor, vnl. van water in vloeibare en vaste vorm.

IJs. Droge sneeuw en hagel gedragen zich als deeltjes met een diëlektricum, dat een kleine verlieshoek bezit; zij geven dus slechts geringe demping. Wel dient bij zeer hoge frequenties rekening met brekings- en verstrooiingseffecten te worden gehouden.

Water. Mist en regen zijn de ernstigste oorzaken van demping in de atmosfeer; als een golffront op een druppel water valt, wordt een deel van de energie geabsorbeerd en een deel verstrooid. Is de omvang van de druppel klein t.o.v. de golflengte, dan overheerst de absorptie; in dat geval is de extinctie, het signaalverlies, evenredig met het totale gehalte aan water in de atmosfeer. Voor mist geldt dit voor het gehele gebied van de millimetergolven, want de druppels in mist hebben diameters in de orde van microns. Regen bevat echter druppels met diameters van enkele tienden van een mm tot enkele mm; voor golflengten van enkele mm gaat dan *ook* de verstrooiing een rol spelen: dit betekent dat het verband tussen demping en waterconcentratie gecompliceerder wordt (zie fig. 5). Bij toenemende frequentie wordt de invloed van verstrooiing steeds groter. Bij de hoge frequenties neemt daarnaast de absorptie weer af: water is immers doorzichtig, het absorbeert dus weinig licht.

3.3. *Demping door regen*

3.3.1. *Algemeen*
Voor het bepalen van de regendemping als functie van de regenintensiteit zijn verschillende parameters van belang. De meetbare grootheden zijn:
- de neerslagintensiteit op de grond, meestal uitgedrukt in mm/h;
- de valsnelheid der druppels als functie van hun grootte;
- de verdeling van de druppelgrootten in een bui als functie van de neerslagintensiteit.

Met deze gegevens kunnen de grootheden bepaald worden waar de demping in werkelijkheid van afhankelijk is, nl. het aantal druppels/m³ en de verdeling der diameters binnen de bundel, of meer exact binnen de eerste fresnelzone van de straalverbinding: binnen de eerste fresnelzone is nl. het grootste deel van de energie geconcentreerd. Op deze wijze kan de demping bepaald worden als functie van de neerslagintensiteit op de grond; deze bepaling is van belang voor het doen van voorspellingen over de statistische verdeling van de demping over een bepaald traject bij een bepaalde frequentie. Er treden in dit meetproces echter verschillende moeilijkheden op.

3.3.2. *Regenmeters*
Het nauwkeurig meten van neerslagintensiteit is moeilijk. Een in de meteorologie veel gebruikte regenmeter is de pluvio-

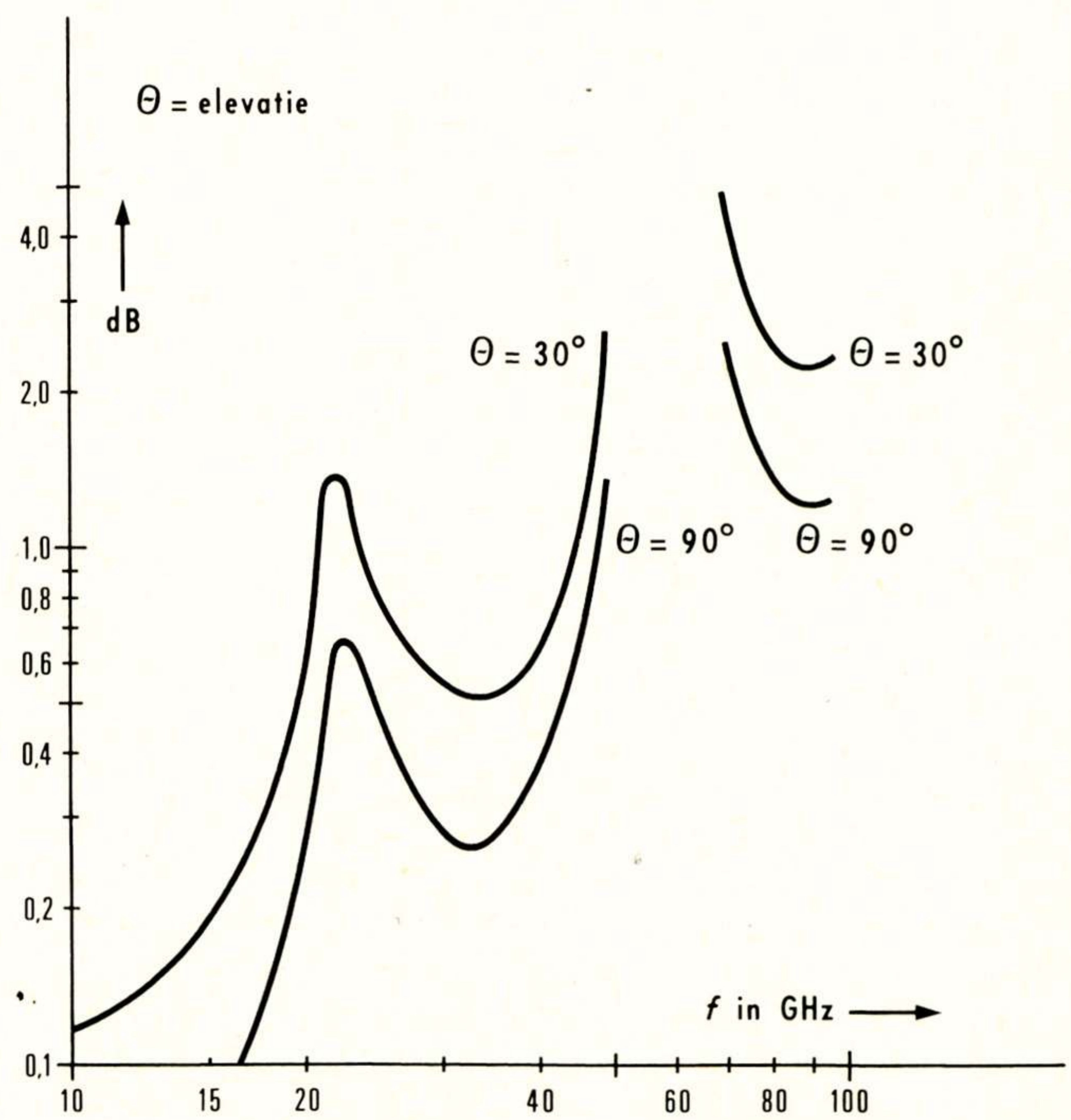


Fig. 4. Totale atmosferische demping als functie van de elevatie.

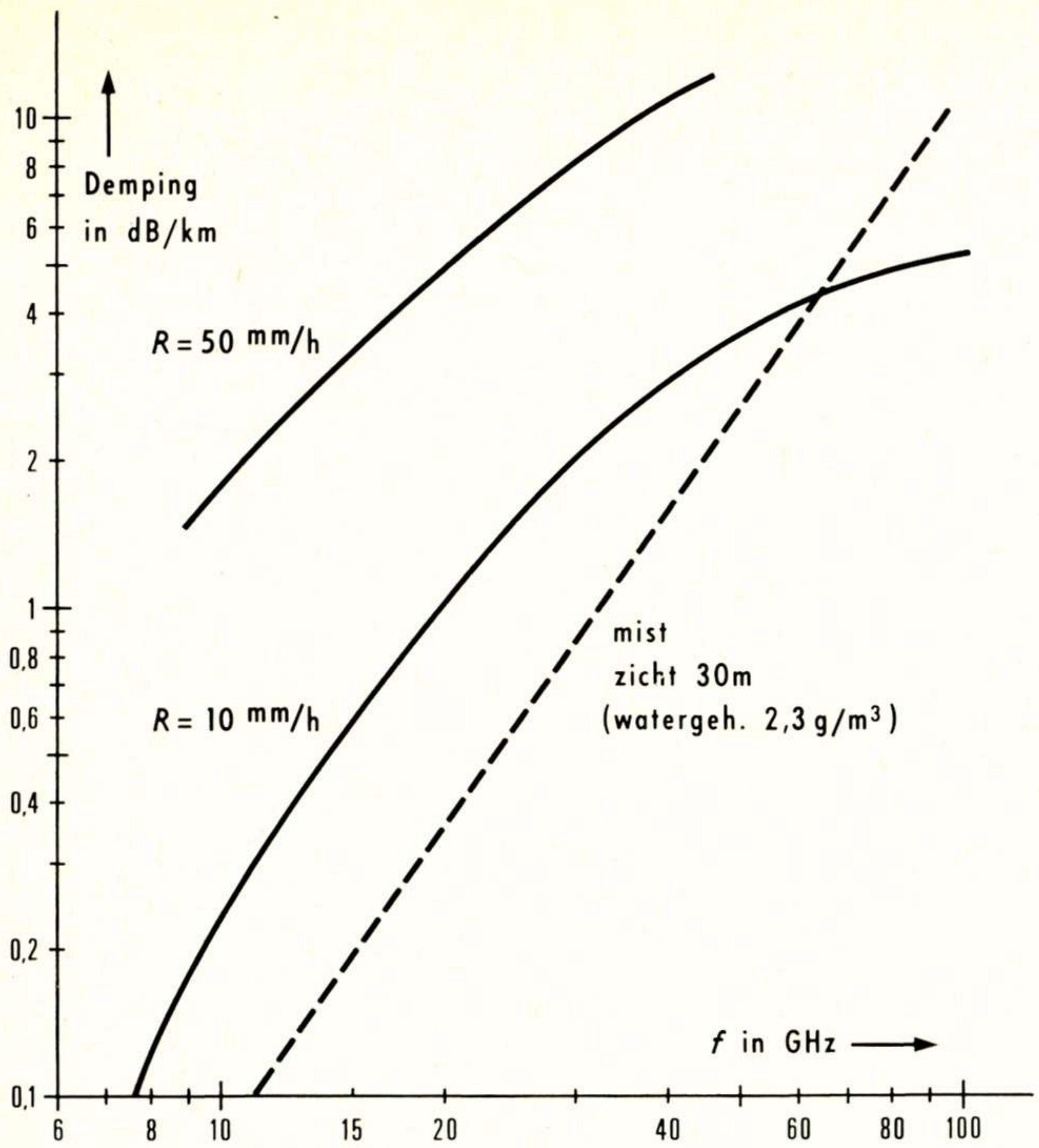


Fig. 5. Demping ten gevolge van regen en mist.

meter met kiepbakje; de regendruppels worden daarbij met een trechter in een bakje verzameld. Dit bakje kiept zodra het vol is en geeft dan een signaal af, dat geregistreerd kan worden. Dit apparaat is in de eerste plaats bedoeld voor het meten van de totale hoeveelheid neerslag over een bepaalde periode. Bepaling van de momentane regenintensiteit is echter moeilijk, aangezien de integratietijd afhangt van de regenintensiteit.

In het Dr. Neherlaboratorium PTT is een intensiteitsmeter ontwikkeld, die het water in een trechter verzamelt en daarvan met een druppelaar druppels van constante grootte vormt, welke geteld worden. Dit apparaat is in staat met een integratietijd van 10 s intensiteiten van 5 tot 100 mm/h te meten.

Bij een in het Bell Laboratorium ontwikkelde meter stroomt het verzamelde water door een gootje, dat een condensator vormt waarvan de capaciteit afhankelijk is van de hoeveelheid doorstromend water. Deze condensator bepaalt de frequentie van een oscillator.'

Zo zijn op een aantal plaatsen, verspreid over de gehele wereld, diverse typen meters gebouwd. De bereikte nauwkeurigheid ligt in de orde van 5 ... 10%.

3.3.3. *Valsnelheid*
Over de valsnelheid van druppels kan men alleen iets zeggen als de lucht niet turbulent is, dus bij lage windsnelheden. Het weer omhoog waaien van de druppels, zoals dat in een onweersbui gebeurt, is een niet te meten factor, die echter wel de momentane demping sterk kan beïnvloeden.

3.3.4. *Druppeldiameters*
De verdeling van de druppeldiameters is moeilijk meetbaar; zij vertoont ook bij één bepaalde neerslagintensiteit vrij grote statistische fluctuaties. Voor de meting van druppelverdelingen zijn diverse methoden ontwikkeld, zoals bijv. een fotografische methode en een methode waarbij de druppels elektrisch geladen worden; de elektrische pulsen die zij dan weer bij ontlading afgeven, zijn een maat voor hun diameter.

Hoe moeilijk het is deze metingen nauwkeurig uit te voeren, blijkt wel uit het feit dat de resultaten van de metingen die *Laws* en *Parsons* in de tweede wereldoorlog deden, nog algemeen als standaardwaarden gebruikt worden. Laws en Parsons gebruikten een bak met meel, die in de regen gehouden werd en daarna weer werd gedroogd; de klontjes meel die ontstonden werden opgemeten. Deze methode eiste zeer veel werk, maar de metingen konden in het laboratorium geijkt worden met metingen van druppels van een bekende diameter. Het feit dat men sindsdien er niet in is geslaagd, een duidelijk nauwkeuriger methode te ontwikkelen, is een treffende illustratie van de problemen die zich hierbij voordoen.

3.3.5. *Geografische uitgestrektheid*
Bij het bepalen van de regendemping als functie van de regenintensiteit levert het feit dat het pad van een verbinding in zijn totaliteit niet uniform is, een verdere complicatie. Regenbuien met een intensiteit, groter dan 30 à 40 mm/h, strekken zich meestal slechts over enkele honderden m uit. Een nauwkeurige gedetailleerde meting zou dus een zeer dicht netwerk van regenintensiteitsmeters vereisen.

3.3.6. *Meetresultaten*
In fig. 6 zijn enkele resultaten vermeld van metingen, verricht door medewerkers van de PTT bij het Dr. Neherlaboratorium. Dit zijn metingen van de regenintensiteit op één punt met de bovengenoemde meter met een integratietijd van 10 s; getekend is het gemiddelde van de metingen van vier regenmeters, die met tussenruimten van 4 km over een afstand van 12 km waren geplaatst. Over dit traject is ook een 12 GHz-verbinding opgesteld, waarvan de signaalsterkte geregistreerd wordt. De resultaten daarvan zijn vermeld in fig. 7.

In fig. 6 is duidelijk te zien dat de verdeling van de regenintensiteit over twee opeenvolgende jaren grote variaties vertoont. In fig. 7 ziet men een effect dat nog niet genoemd werd: de demping door natte sneeuw. Natte sneeuw kan zich op een

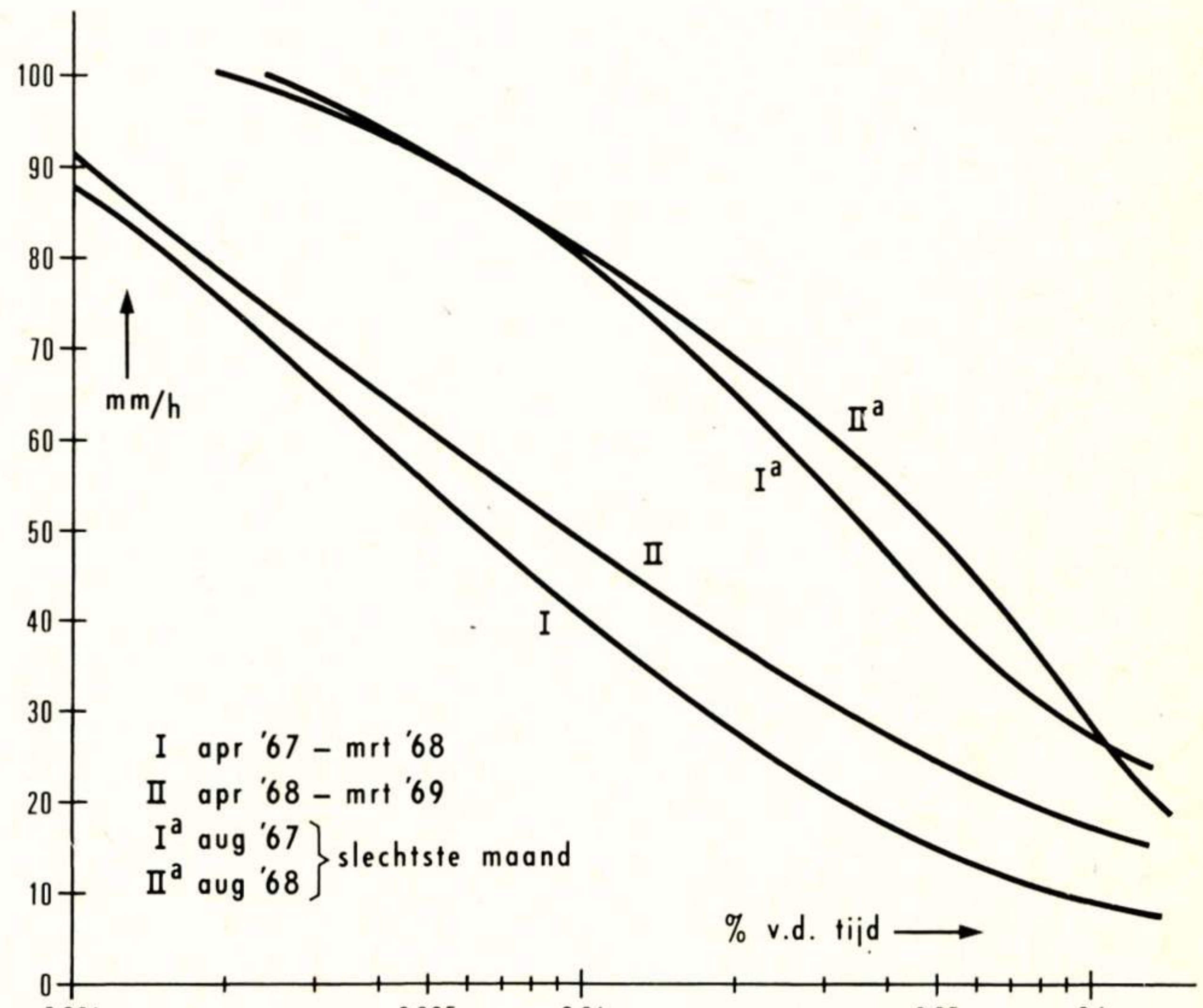


Fig. 6. Regenstatistiek maart 1967 ... maart 1969.

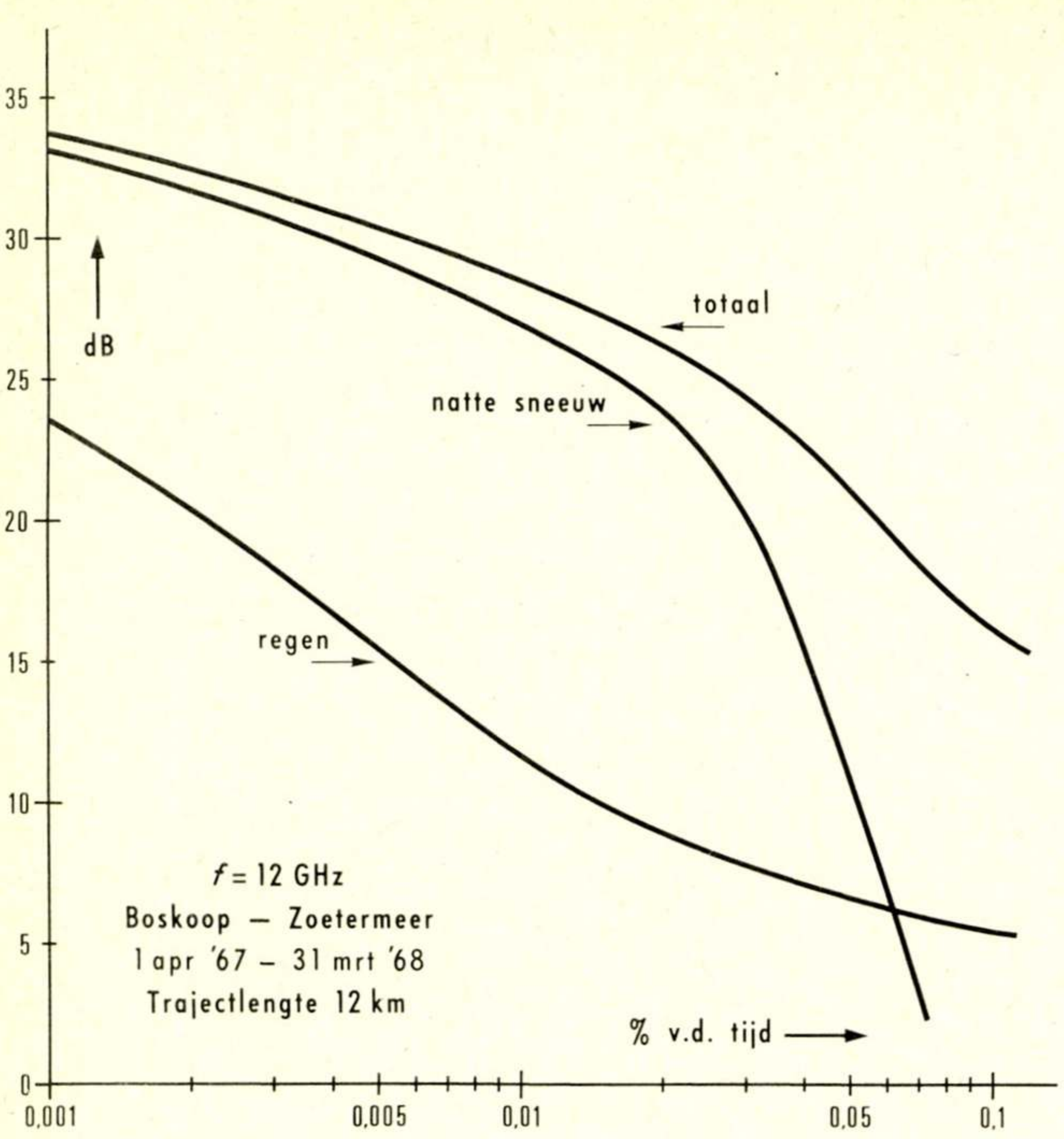


Fig. 7. Cumulatieve fadingverdeling bij 12 GHz, vastgesteld op het traject Boskoop ... Zoetermeer, 1 april 1967 ... 31 maart 1968. Trajectlengte 12 km.

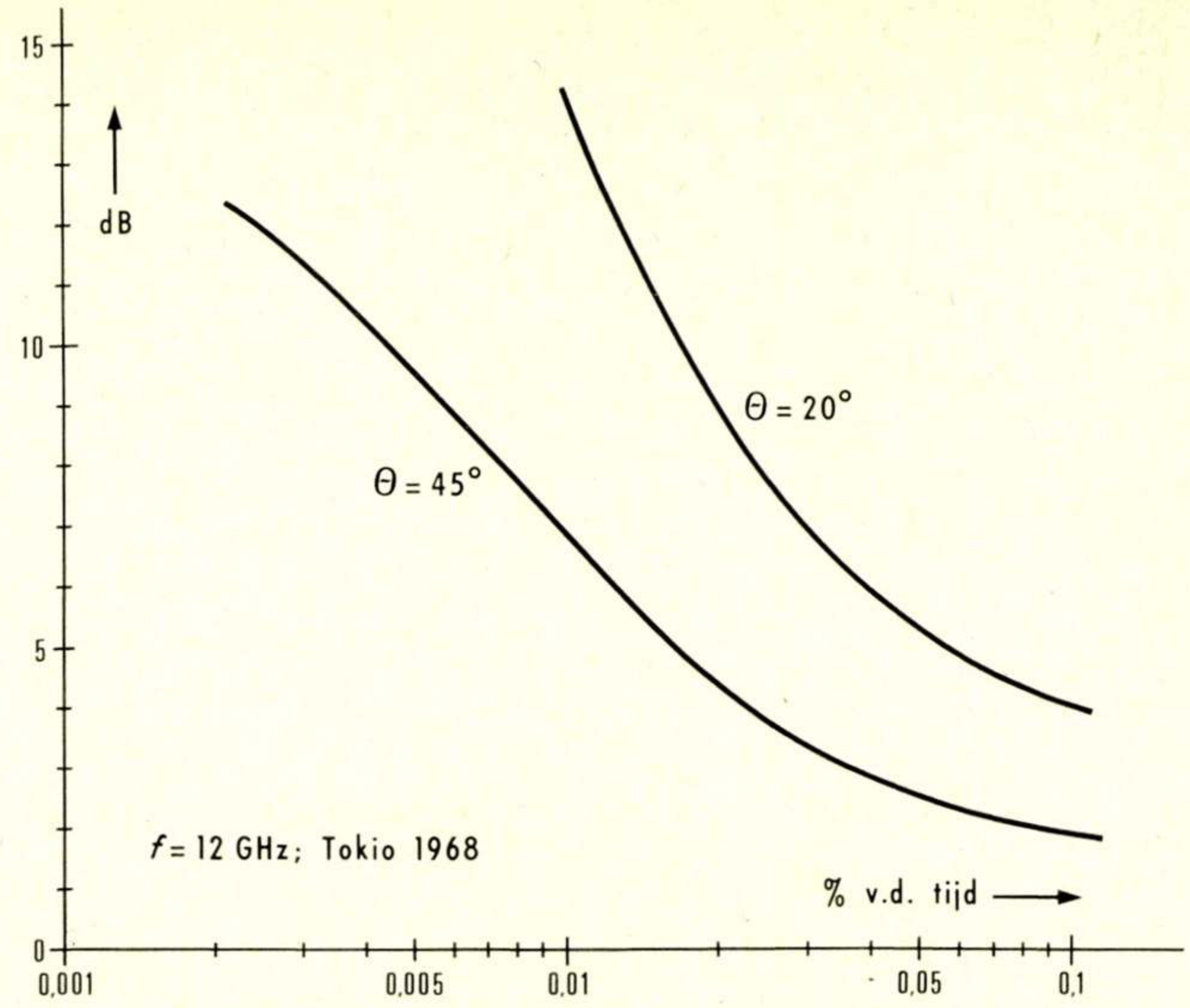


Fig. 8. Cumulatieve fadingverdeling van een satellietverbinding bij 12 GHz, verkregen uit metingen in Tokio, 1968.

gegeven moment gedragen als waterdruppels met een bijzonder grote diameter en dus zowel door absorptie als door reflectie grote demping geven. Ook speelt hierbij (in geringere mate) de winstvermindering der antennes door de daarop liggende sneeuw een rol. De in fig. 7 getekende dempingsverdeling ten gevolge van natte sneeuw werd slechts door enkele buien veroorzaakt. In de totale demping is ook nog de demping door buigingseffecten, zoals genoemd onder **1.** verwerkt.

Tenslotte is in fig. 8 de demping door regen op een pad door de atmosfeer geschetst. Voor het bepalen van het verband tussen demping en regenintensiteit op een satellietverbinding is de neerslagintensiteit op de grond een weinig representatieve parameter. Hier lijkt de enig mogelijke methode de reflecties door regen uit radarmetingen als referentie voor de regenintensiteit te benutten. Met deze methode zijn treffende resultaten verkregen, die het kwalitatief inzicht verbeterd hebben. Een kwantitatieve analyse levert echter ook grote problemen op.

4. Conclusie

Bij het toepassen van frequenties boven 10 GHz gaat de demping door neerslag een steeds grotere rol spelen. Uit berekeningen blijkt dat het punt in het frequentiegebied waar regenfading van dezelfde orde van grootte wordt als de 'droge' fadingeffecten, voor een pad ('hop') van 40 km lengte ongeveer bij 12 ... 15 GHz ligt. Aangezien buigingseffecten en regendemping nooit tegelijkertijd optreden, betekent dit dat een straalverbinding over 40 km bij 12 ... 15 GHz ongeveer twee maal zo lang diepe fading vertoont als eenzelfde verbinding op 4 of 7 GHz. Bij nog hogere frequenties gaat de regendemping een overheersende rol spelen en moet de 'hoplengte' – de in één maal te overbruggen afstand – al snel drastisch verminderd worden. Over de optimale padlengte in het gebied van 12 tot 20 GHz bestaat nog vrij veel meningsverschil,

Daar bij deze frequenties het aantal hops in een net groot wordt, liggen hier voor het toepassen van digitale technieken (pulscodemodulatie) en miniaturisering van de microgolfapparatuur grote mogelijkheden. Straalverbindingen in het millimetergolfgebied zullen er dan ook misschien uitzien als telefoonpalen waarop zender en ontvanger samen in een kastje zijn aangebracht. Een dergelijk systeem wordt op het ogenblik bij het Bell Laboratorium beproefd.

Literatuur

[1] D. E. Kerr: Propagation of short radio waves. M.I.T. serie nr. **13,** McGraw-Hill.

[2] A survey of microwave fading, mechanisms, remedies and applications. ESSA Technical Report ERL 69 - WPL 4, march 1968.

[3] W. T. Blackband: Propagation factors in space communications. AGARD Conference Proceedings no. **3,** Technivision, Maidenhead, England.

[4] Tropospheric wave propagation. IEE conference publication no. **48.**

[5] Effects of atmospheric water on electromagnetic wave propagation. Nato Advanced Study Institute, D. R. Hay, University of Western Ontario, Canada.

[6] Ikegami, c.s.: Experimental studies on atmospheric ducts and microwave fading. Review of the Electrical Communication Laboratory, Volume **14,** p. 505.

[7] Ikegami, c.s.: Variation of radio refraction in the lower atmosphere. IEE Transactions A.P., vol. AP-16 (1968) no. **2,** p. 194.

[8] Turner, Easterbrook and Golding: Experimental investigation into radio propagation at 11.0 ... 11.5 GHz. Proceedings IEE vol. 113 (1966), no. **9,** p. 1477.

[9] Kinase and Kinpara: Statistics of attenuation due to precipitation of radio waves in 10 GHz band at higher angles of attenuation. NHK Laboratories note no. **130,** august 1969.

[10] WEIBEL and DRESSEL: Propagation studies in millimeter-wave link systems. Proceedings IEEE (1967), vol. 55, no. **4**, p. 497.
[11] R. G. MEDHURST: Rainfall attenuation of centimeter waves: comparison of theory and measurement. IEEE Transactions on A.P., vol. AP-13 (1965), p. 550.
[12] E. S. ROSENBLUM: Atmospheric absorption of 10 ... 400 KMCs radiation: summary and bibliography to 1961. Microwave Journal vol. **4** (march 1961), p. 91.
[13] TILLITSON: Use of frequencies above 10 GHz for common carrier applications. B.S.T.J. vol. 48 (1969), nr. **6**, p. 1563.
[14] RUTHROFF, OSBORNE and BODTMAN: Short hop radio system experiment. B.S.T.J. vol. 48 (1969), nr. **6**, p. 1578.
[15] Attenuation of centimeter and millimeter waves by rain, hail, fogs and clouds. GEC report 8670, may 1945.
[16] D. C. HOGG: Statistics on attenuation of microwaves by intense rain. B.S.T.J. vol. 48 (1969), nr. **9**, p. 2949.

Korte technische berichten

Luchtvaartcommunicatie-apparatuur voor Chili

De Chileense Rijksluchtvaartdienst heeft bij de N.V. Philips' Telecommunicatie Industrie een order geplaatst die een waarde vertegenwoordigt van 13 miljoen gulden; zij omvat de levering van communicatie-apparatuur voor zeven Chileense vliegvelden, waaronder die op het Paaseiland.

Op het vliegveld van de hoofdstad Santiago zal tevens een 10 cm naderingsradarinstallatie worden geplaatst. De communicatie-apparatuur omvat zowel VHF-grond-luchtverbindingen als HF-verbindingen voor het contact tussen de vliegvelden in Chili zelf en dat met de vliegvelden uit de omringende landen. Tevens zullen op de meeste vliegvelden professionele recorders voor registratie van de berichten worden geplaatst.

Dit luchtvaartcommunicatieproject in Chili betekent voor de N.V. Philips' Telecommunicatie Industrie het sluitstuk voor de

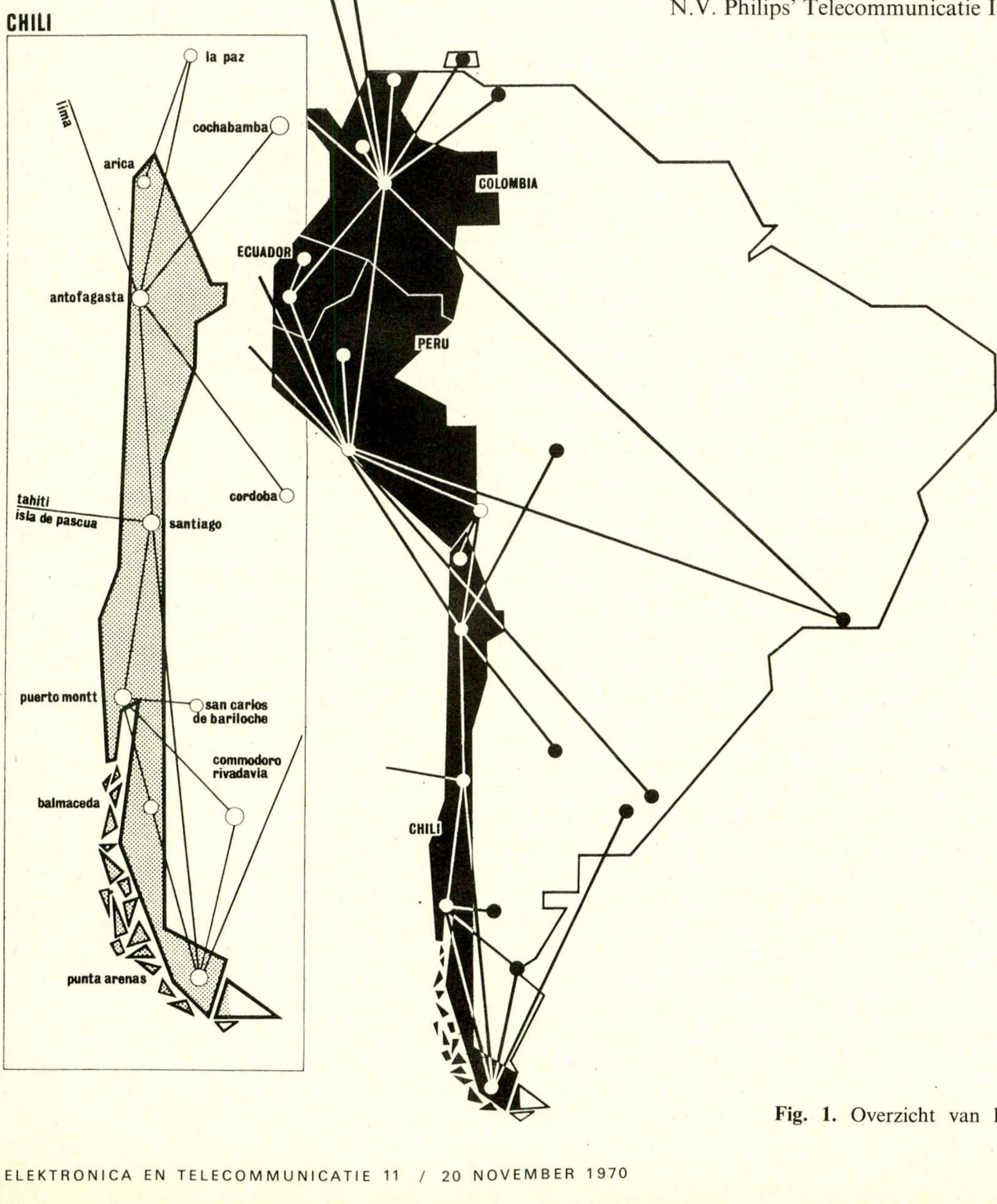


Fig. 1. Overzicht van het luchtvaartcommunicatienet.

Westkust van Zuid-Amerika. Reeds eerder voltooide PTI de modernisering en uitbreiding van de communicatienetten van de vliegvelden van Colombia, Ecuador en Peru (fig. 1). Het luchtverkeer langs de Westkust van Zuid-Amerika, dat nu geheel door Philips-apparatuur wordt geleid, is vrij intensief als gevolg van de grote afstanden en het onherbergzame terrein, waardoor het wegverkeer grote moeilijkheden ondervindt.

Met de bouw van de installatie zal begin volgend jaar worden gestart; zij zal in 1972 gereed moeten zijn. Het contract omvat tevens een technische en operationele opleiding voor Chileens RLD-personeel.

Persbericht N.V. Philips.

Varia

Internationale Telecommunicatie Unie

Reorganisatie van het C.C.I.R.

Tijdens de XIIe Plenaire Assemblee van het C.C.I.R., die van 21 januari tot 11 februari 1970 in New Delhi, India, bijeen was, werd tot een nieuwe indeling in studiecommissies besloten. Een Internationale Werkgroep van leden uit het C.C.I.R. had in de jaren, die aan deze Assemblee vooraf gingen, de reorganisatie in voorstudie gehad.

De nieuwe indeling in studiecommissies is als volgt:

Studiecommissie 1: Gebruik van het radiofrequentiespectrum en frequentiebewaking;
Studiecommissie 2: De diensten voor het ruimteonderzoek en de radioastronomie;
Studiecommissie 3: Vaste verbindingen beneden ongeveer 30 MHz;
Studiecommissie 4: Vaste verbindingen via satellieten;
Sectie 4/9: Gemeenschappelijk gebruik van frequenties door communicatiesatellietsystemen en straalverbindingssystemen;
Studiecommissie 5: Radiopropagatie in niet-geïoniseerde media;
Studiecommissie 6: Radiopropagatie door de ïonosfeer;
Studiecommissie 7: Standaardfrequentie- en tijdseindiensten;
Studiecommissie 8: Diensten voor het mobiele verkeer;
Studiecommissie 9: Straalverbindingssystemen;
Studiecommissie 10: Geluidomroep;
Sectie 10/11: Gemeenschappelijke onderwerpen voor beeld- en geluidomroep
Studiecommissie 11: Beeldomroep
C.M.T.T.: Gemengde C.C.I.R./C.C.I.T.T. Commissie voor beeld en geluidsoverdracht;
Interim Studiecommissie C.I.V.: Definities van vaktermen; de woordenlijst en de grafische symbolen op het gebied van de radio.

Voorts werd besloten, dat vertegenwoordigers uit de Commissies 1, 2, 4, 5, 6, 8, 9, 10 en 11 en de C.M.T.T., met deskundigheid op het gebied van de satellietcommunicatietechnieken, in 1971 zullen bijeenkomen, ten einde een rapport samen te stellen, dat de technische grondslagen moet bevatten, waarop de komende Wereld Administratieve Radioconferentie haar werkzaamheden zal kunnen baseren. De gemengde speciale bijeenkomst van de C.C.I.R. Studiecommissies zal van 3 februari tot 3 maart 1971 in Genève worden gehouden. In de radioconferentie, die op 7 juni 1971 aanvangt, zal het radioreglement worden herzien met het oog op de behoefte aan frequentiebanden voor satellietcommunicatiedoeleinden.

Voor Nederland is het Staatsbedrijf der PTT lid van het C.C.I.R. Vanuit de Centrale Directie wordt door de Hoofddirectie voor Algemene Zaken en Radio contact onderhouden met de overige belanghebbende instanties in ons land, ter voorbereiding van de Nederlandse bijdragen in het internationale overleg.

Ir. K. Vredenbregt.

1971 Symposium on Applications of Walsh Functions

Prof. H. F. Harmuth van de 'University of Maryland', bekend door zijn recente boek 'Transmission of Information by Orthogonal Functions' (besproken in 'De Ingenieur' 1970, nr. 14, blz. ET 55), verzocht mij uw aandacht te vragen voor dit symposium, dat op 13, 14 en 15 april 1971 in Washington wordt gehouden.

De bijdragen moeten *voor 31 december 1970* worden ingezonden. Nadere gegevens zijn te verkrijgen bij mej. *F. E. Bezemer*, Delft, Mekelweg 4, Afdeling der Elektrotechniek, tel. (01730) 3 32 22 tst. 6193 b.g.g. 5393.

Prof. dr. ir. J. L. Bordewijk, Member Publicity Committee.

Zie ook 'De Ingenieur' 1970, nr. 42, blz. ET 162. *Red.*

Uit het NERG

Administratie van het NERG: Postbus 39, Leidschendam. Giro 94746 t.n.v. penningmeester NERG, Leidschendam. Secretariaat van de Examencommissie-NERG: van Geusaustraat 151, Voorburg.

50 jaar NERG

Op 29 mei 1920 werd het 'Nederlandsch Radiogenootschap' opgericht. Dit feit werd op 1 oktober 1970 door leden en genodigden van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap herdacht in een jubileumbijeenkomst te Eindhoven.

In een der eerste afleveringen van ET in de jaargang 1971 zal aan dit jubileum nadere aandacht worden geschonken.

Redactie.

Ledenmutaties

Nieuwe adressen van leden

Ir. L. Blok, Vincent Cleerdinlaan 30, Aalst (N.Br.).
Ir. J. H. Dijk, Bezaan 56, Huizen (N.H.).
Ir. A. de Haas, Hasebroeklaan 45, Bilthoven.
H. Kok, Aurorastraat 1, Eindhoven.
Ir. H. V. A. M. Maseland, Prof. Sprengerlaan 11, Utrecht.
Ir. F. R. Neubauer, Guido Gezellelaan 86, Delft.
Ir. P. Oosterom, Vlielandscheweg 83, Pijnacker.
M. C. Schol, Anthonissenstraat 6, Koudekerke (Zld.).
Ir. J. M. G. Seppen, Veerweg 5, Laren (N.H.).
Ir. A. C. T. Timmermans, Wilhelminalaan 7, Bladel.
Ir. K. van der Valk, Apennijnenlaan 4, Son (N.Br.).
Ir. J. Vermeulen, Langenkampweg 111, Enschede.